



**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID**  
**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

*Departamento de Tecnología Electrónica*  
*Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP)*

## **PROYECTO FIN DE CARRERA**

### **INGENIERÍA INDUSTRIAL**

**Roberto Carlos Hernández Morgado**

# **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE UN SSPC**

Tutores:

**Daniel Izquierdo Gil**  
**Andrés Barrado Bautista**

Leganés, 8 Marzo 2010



*Agradecimientos:*

A mis dos tutores, sin los cuales este proyecto nunca se hubiera podido realizar:

***Daniel Izquierdo Gil***, por toda su dedicación, ayuda, consejos y horas pasadas conmigo.

***Andrés Barrado Bautista***, por que siempre que hablo con él aprendo algo nuevo, por sus clases de Electrónica Industrial que despertaron en mi el interés por la electrónica de potencia, por presentarme a Daniel y por toda la ayuda desde el primer día.

A todos los que de una manera u otra se han visto implicados en este proyecto: Oficina Técnica, Maestros de Laboratorio y todos los integrantes del Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia de la Universidad Carlos III, y como no, a todos los que me habéis dado tan buenos consejos a la hora de redactarlo.

*Dedicatoria:*

Hoy cumplo mi sueño. Veinticuatro años intentando conseguir convertirme en lo que por fin hoy soy: **INGENIERO**.

Muchos años han sido, en los cuales dos personas no han dejado nunca de apoyarme y desde pequeño han sabido que algún día sería ingeniero, sin ninguna duda. Dos personas que me han enseñado que no me iban a regalar nada y que si quería ser alguien en la vida y tener un buen futuro tenía que estudiar.

Quiero por ello dedicarles este proyecto a ellos, mis padres, **SANTI y VELI**.

También se lo quiero dedicar a mi hermana, **SARA**, que desde que tenía dos añitos me ha cuidado y defendido, y siempre ha sido una referencia para mí. Desde pequeño he querido alcanzar e imitar todo lo que hacía y lograba, y esto me ha obligado a esforzarme.

***Soy quien soy y lo que soy gracias, sin duda, a vosotros tres. Os quiero.***

A toda mi familia.

A mi hermana **VERÓNICA** y mis abuelos **SANTIAGO** y **TINI**, que estoy seguro de que están conmigo en este día tan importante para mí desde el cielo.

A mis amigos, especialmente a todos los compañeros de la universidad, que me han aguantando durante estos últimos años y con los que he compartido tantos buenos y malos momentos. Todo ha sido más fácil con vosotros.

Finalmente quiero agradecer el trabajo de todos los profesores que he tenido a lo largo de mi vida.

Como dijo José Ortega y Gasset: “Yo soy yo y mis circunstancias”. Si he llegado hasta aquí, no es solo por mí, vosotros también tenéis vuestra ración de culpa.

**¡GRACIAS A TODOS!**





## ÍNDICE

1	MOTIVACIONES Y OBJETIVO DEL PFC .....	2
1.1	MOTIVACIONES .....	2
1.2	OBJETIVOS.....	2
2	ESTADO DE LA TÉCNICA .....	5
2.1	INTRODUCCION.....	5
2.2	PROTECCIONES TRADICIONALES EN LOS SDP .....	7
2.2.1	Fusible.....	7
2.2.2	Circuit Breaker – CB.....	8
2.2.3	Circuit Breaker con detector de Fallo por Arco - AFCB.....	10
2.2.4	Controlador Remoto de Circuit Breakers – RCCB .....	12
2.3	CONTROLADOR DE POTENCIA DE ESTADO SÓLIDO - SSPC .....	14
2.3.1	Características y funcionalidades.....	14
2.3.2	Estructura Interna.....	16
2.3.3	Problemas de Funcionamiento y Limitaciones.....	18
2.3.4	Nuevas funcionalidades .....	20
3	DISEÑO.....	23
3.1	CONMUTADOR DE POTENCIA MEDIANTE MOSFET .....	23
3.1.1	Estructura .....	24
3.1.2	Funcionamiento y Características .....	24
3.2	TÉCNICAS PARA EL CONTROL DE LA CORRIENTE POR EL SSPC CON CARGAS ALTAMENTE CAPACITIVAS.....	27
3.2.1	Control Pasivo de la Corriente por el SSPC.....	27
3.2.1.1	Carga Resistiva .....	27
3.2.1.2	Carga Capacitiva .....	30
3.2.1.3	Carga Inductiva.....	32
3.2.2	Control Activo de la Corriente por el SSPC.....	35
3.2.2.1	Parametrización de la Resistencia de Base.....	38
3.2.2.2	Parametrización del condensador puerta-fuente del MOSFET .....	39
3.2.2.3	Parametrización de la tensión de referencia.....	40
3.2.3	Control Activo a Corriente Constante por el SSPC .....	42
3.2.3.1	Sobrecorrientes y cortocircuitos.....	43
3.2.3.2	Problemas.....	51
3.2.4	Control Activo a Derivada Constante de la Corriente por el SSPC.....	53
3.2.4.1	Desequilibrio de la corriente .....	61
3.2.4.2	Temperatura en la unión.....	64

3.3 CIRCUITO FINAL .....	68
3.3.1.1 MOSFETs de Potencia .....	68
3.3.1.2 Medida de la corriente .....	68
3.3.1.3 Microprocesador .....	69
3.3.1.4 Driver .....	70
3.3.1.5 Aislamiento optoelectrónico .....	73
3.3.1.6 Fuente de Alimentación Interna .....	77
3.3.1.7 Lista de materiales.....	78
3.3.1.8 Circuito esquemático .....	79
3.3.1.9 PCB – Placa de Circuito Impreso .....	80
4 VERIFICACIÓN.....	84
4.1 PROTOTIPO.....	84
4.2 PRUEBAS.....	85
4.2.1 Conexión/desconexión carga resistiva .....	85
4.2.2 Corte por corriente máxima:.....	86
4.2.3 Conexión activa con derivada constante de la corriente.....	87
4.2.4 Desconexión de carga inductiva. ....	89
4.3 EQUIPOS .....	89
4.3.1 Programación .....	90
4.4 PROBLEMAS ENCONTRADOS .....	90
4.5 OTRAS PRUEBAS REALIZABLES .....	91
4.5.1 Implementación final. ....	91
5 CONCLUSIONES.....	96
5.1 TRABAJOS FUTUROS .....	96
6 BIBLIOGRAFÍA. ....	99
6.1 ESTADO DE LA TÉCNICA.....	99
6.2 DISEÑO .....	101
6.3 OTRAS CONSULTAS BIBLIOGRÁFICAS .....	103
ANEXO A. PCB.....	105
A.1. TOP LAYER (Escala 1:1) .....	105
A.2. BOTTOM LAYER, vista desde la cara TOP (Escala 1:1).....	106
A.3. ASSEMBLY TOP (Escala 1:1) .....	107
A.4. DRILL DRAWING (Escala 1:1).....	108
A.5. PCB TOP (Escala 1:1) .....	109
A.6. PCB BOTTOM (Escala 1:1) .....	110



---

ANEXO B. PROGRAMAS SOFTWARE .....	112
B.1. Programas en MATLAB .....	112
B.2. Programación del microcontrolador en C51 .....	118
 ANEXO C. PROTOTIPO Y LABORATORIO .....	 125
 ANEXO D. DATASHEETS .....	 131
D.1. STY60NM50.....	132
D.2. LTS 25-NP .....	138
D.3. DHG 20 / 600PA. ....	141
D.4. IL300. ....	143
D.5. MC7805.....	151
D.6. MCP1407. ....	154
D.7. HCNW137.....	159
D.8. TL081I.....	168
D.9. TPM 10212.....	172
D.10. CONECTOR DIN41612 TIPO C .....	176
D.11. SK 129 63,5 STS .....	177
D.12. 2N2222.....	178
D.13. C8051F120 y DK (Development Kit) .....	181
D.14. 1N4148.....	185

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Red de distribución en alta tensión.....	6
Figura 2: Fusible de un avión.....	7
Figura 3. Vista frontal de un panel de Circuit Breakers.....	8
Figura 4. Curva $I^2t$ típica de un Circuit Breaker y zonas críticas .....	9
Figura 5. Vista posterior de un panel de Circuit Breaker .....	10
Figura 6. AFCB fabricado por E-T-A ® .....	11
Figura 7. RCCB fabricado por E-T-A ®.....	12
Figura 8. Diagrama de aplicación de un RCCB fabricado por E-T-A ® .....	13
Figura 9. SSPC del fabricante DDC ® .....	14
Figura 10. Módulo de 10 SSPC conectado al bus de distribución .....	15
Figura 11. Sistema de distribución de potencia centralizado (a) y distribuido (b).....	16
Figura 12. Diagrama de bloques de un SSPC .....	17
Figura 13. Curva estándar $I^2t$ del SSPC .....	18
Figura 14. Símbolo de un MOSFET de potencia de canal n.....	23
Figura 15. Estructura física interna de un MOSFET de potencia.....	24
Figura 16. Curvas características de un MOSFET de enriquecimiento de canal n .....	25
Figura 17. Circuito inicial con carga resistiva pura.....	27
Figura 18. Curva $I_D-V_{GS}$ del IRF530 .....	29
Figura 19. Simulación circuito inicial con carga resistiva pura.....	30
Figura 20. Circuito Inicial con carga capacitiva.....	31
Figura 21. Simulación circuito inicial con carga capacitiva .....	31
Figura 22. Potencia instantánea disipada por el SSPC en el circuito inicial	32
Figura 23. Circuito Inicial con carga inductiva y diodo en antiparalelo .....	33
Figura 24. Simulación Circuito Inicial con carga inductiva .....	34
Figura 25. Simulación Circuito Inicial con carga inductiva y diodo en antiparalelo .....	34
Figura 26. Circuito controlador de la corriente por el SSPC .....	35
Figura 27. Tensión e Intensidad por C1 en el circuito inicial.....	36
Figura 28. Tensión e Intensidad en C1 en el circuito reductor de la pendiente de la corriente .....	36
Figura 29. Detalle del transistor NPN en el circuito .....	37
Figura 30. Parametrización en Orcad Capture CIS .....	38
Figura 31. Parametrización de la resistencia de base .....	39
Figura 32. Parametrización del condensador puerta-fuente .....	40
Figura 33. Parametrización de la tensión de referencia.....	41
Figura 34. Carga capacitiva .....	44
Figura 35: Tensión y corrientes por el SSPC, R y C de la carga durante el encendido del SSPC con una corriente constante de 15A .....	46
Figura 36: Tensión y corrientes por el SSPC, R y C de la carga durante los tres reenganches para $t_D = 9.36ms$ .....	50

Figura 37: Tensión y corrientes por el SSPC, R y C de la carga durante los tres reenganches para $t_D = 27ms$ .....	50
Figura 38: Área de Operación Segura (SOA) del MOSFET STY60NM50 ...	52
Figura 39: Símil eléctrico del comportamiento térmico del disipador .....	56
Figura 40: Tensión, Corriente y Potencia con 2 MOSFET en paralelo y derivada de la corriente constante .....	59
Figura 41: Tensión, Corriente y Potencia con 3 MOSFET en paralelo y derivada de la corriente constante .....	60
Figura 42: Tensión, Corriente y Potencia con 2 MOSFET en paralelo y derivada de la corriente constante, con desequilibrio de corriente (65-35%) .....	62
Figura 43: Circuito eléctrico equivalente al modelo térmico dispositivo-disipador .....	64
Figura 44: Modelo térmico unión-cápsula .....	65
Figura 45: Modelo térmico cápsula-ambiente .....	65
Figura 46: C8051F120-DK .....	70
Figura 47: Detalle del control de la tensión Vgs .....	71
Figura 48: Captura con el osciloscopio del comportamiento del control de la tensión Vgs (CH3=Vgs; CH2=microcontrolador) .....	72
Figura 49: Puente Resistivo e Inversor .....	72
Figura 50: Esquema de un optoacoplador lineal con el IL300 .....	74
Figura 51: Esquema del optoacoplador utilizado en el circuito final .....	76
Figura 52: Captura con el osciloscopio del comportamiento de los optoacopladores lineales (CH2=Entrada; CH1=Salida) .....	76
Figura 53: Circuito esquemático a implementar .....	79
Figura 54: Gráficas para la elección del ancho de pista según la norma [IPC 2221A] .....	81
Figura 55: Prototipo del SSPC .....	84
Figura 56: Corriente por el SSPC durante la conexión y desconexión para $I_N=10A$ y carga resistiva .....	85
Figura 57: Curvas de corte por límite de corriente .....	87
Figura 58: Conexión con condensador de $100\mu F$ (a) sin protección (b) con protección activa de la derivada constante de la corriente .....	88
Figura 59: Pendientes de $3000A/s$ y $1000A/s$ para carga resistiva .....	88
Figura 60: (a) Corriente y (b) Tensión durante la desconexión de la carga inductiva .....	89
Figura 61: Protección frente a tensiones mayores y menores a las permitidas por los convertidores del microcontrolador .....	91
Figura 62: Vista en Alzado del prototipo .....	125
Figura 63: Vista de Perfil del Prototipo .....	126
Figura 64: Vista en Planta del prototipo .....	126
Figura 65: Vista de las soldaduras .....	127
Figura 66: Detalle de la soldadura de la protección de tensión con diodos .....	127
Figura 67: Detalle del sensor de corriente al osciloscopio en el prototipo .....	127
Figura 68: Puesto de pruebas en el laboratorio del GSEP (vista 1) .....	128
Figura 69: Puesto de pruebas en el laboratorio del GSEP (vista 2) .....	128
Figura 70: Carga Resistiva $100\Omega$ (1kW) .....	129



---

Figura 71. Carga Inductiva (2.53mH).....	129
Figura 72. Carga capacitiva (100μF) .....	129



## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Símbolos de las tierras del circuito inicial .....	29
Tabla 2: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPC15 .....	46
Tabla 3: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPCSOA(1, 270, 27, 500e-6)57	
Tabla 4: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPCSOA(2, 270, 27, 500e-6)58	
Tabla 5: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPCSOA(3, 270, 27, 500e-6)60	
Tabla 6: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPCSOA65_35.....	62
Tabla 7: Valores de pendiente, corriente, tiempo y potencias para distintos números de MOSFETS en paralelo .....	63
Tabla 8. Lista de Materiales .....	78



## LISTA DE ABREVIATURAS, ACRÓNIMOS Y ANGLICISMOS

<b>A</b>	Amperio
<b>AEA</b>	All Electric Aircraft (Avión Totalmente Eléctrico)
<b>AFCB</b>	Arc Fault Circuit Braker
<b>AO</b>	Amplificador Operacional
<b>ATSRAC</b>	Aging Transport Systems Rulemaking Advisory Committee
<b>BJT</b>	Bipolar Junction Transistor (Transistor de unión bipolar)
<b>CA</b>	Corriente Alterna (Alternating Current)
<b>CB</b>	Circuit Breaker (Disyuntor magneto-térmico)
<b>CC (DC)</b>	Corriente Continua (Direct Current)
<b>Cockpit</b>	Cabina de vuelo o cabina de pilotos
<b>D</b>	Drenador (Drain)
<b>Datasheet</b>	Hoja de características de un componente
<b>DDC</b>	Data Device Corporation
<b>EMI</b>	ElectroMagnetic Interference (Interferencia Electromagnética)
<b>FAA</b>	Federal Aviation Administration (Administración Federal de Aviación)
<b>G</b>	Gate (Puerta)
<b>Heat Sink</b>	Disipador de temperatura
<b>I</b>	Corriente
<b>IGBT</b>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<b>MEA</b>	More Electric Aircraft (Avión Más Eléctrico)
<b>MOSFET</b>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<b>NASA</b>	National Aeronautics and Space Administration (Administración Nacional de Aeronáutica y del Espacio)

<b>P</b>	Potencia
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board (Placa de Circuito Impreso)
<b>PFC</b>	Proyecto Fin de Carrera
<b>Protoboard</b>	Placa de pruebas
<b>PSpice</b>	Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (Programa de Simulación Personal con énfasis en circuitos integrados)
<b>RCCB</b>	Remote Control Circuit Breaker
<b>RFI</b>	Radio Frequency Interference
$R_{th(c-a)} / \Theta_{CA}$	Resistencia térmica de la cápsula al aire (Thermal resistance from the capsule to the air)
$R_{th(c-h)} / \Theta_{CS}$	Resistencia térmica de la cápsula al disipador (Thermal resistance from the capsule to the heat sink)
$R_{th(h-a)} / \Theta_{SA}$	Resistencia térmica del disipador al aire (Thermal resistance from the heat sink to the air)
$R_{th(j-c)} / \Theta_{JC}$	Resistencia térmica de la unión a la cápsula (Thermal resistance from the joint to the capsule)
<b>S</b>	Source (Fuente)
<b>SDP</b>	Sistema de Distribución de Potencia
<b>Si</b>	Silicio
<b>SiC</b>	Carburo de Silicio
<b>SOA</b>	Safe Operating Area (Zona de Operación Segura)
<b>SSPC</b>	Solid State Power Controller (Controlador de Potencia de Estado Sólido)
<b>UAV</b>	Unmanned Aerial Vehicle (Vehículo Aéreo No-Tripulado)
<b>V</b>	Voltio
<b>Vth</b>	Tensión umbral de un MOSFET (Threshold Voltage)
<b>W</b>	Vatio

## RESUMEN

En este Proyecto Fin de Carrera se presenta un estudio del estado de la técnica de las protecciones eléctricas en las Aeronaves. En este estudio se presenta el Controlador de Potencia de Estado Sólido o SSPC como la última y más moderna protección que se está implantando actualmente en los aviones, sustituyendo a los tradicionales Circuit Breakers. Pero debido a que el desarrollo de estos dispositivos es bastante reciente, el SSPC no tiene implantado aún algunas características que pueden ser desarrolladas gracias a la tecnología de estado sólido, la electrónica de potencia y los microcontroladores.

Además en el poco tiempo que llevan en funcionamiento ya han mostrado algunos problemas. Una característica que no ha sido desarrollada todavía es el funcionamiento con altas cargas capacitivas las cuales podrían provocar sobrecorrientes que podrían dañar a los equipos y al cableado, además del propio SSPC. Es por ello por lo que uno de los objetivos de este proyecto ha sido el diseño y desarrollo de un SSPC que pueda conectar cargas altamente capacitivas.

Además, debido a que las nuevas arquitecturas de los Sistemas de Distribución de Potencia en las aeronaves están cambiando a nuevos valores de voltaje, especialmente a  $270V_{CC}$ , este SSPC ha sido diseñado para este nivel de tensión.

Finalmente, se ha diseñado y fabricado un prototipo de un SSPC que implementa estas funcionalidades, además de las que ya presentan los SSPCs actuales, y se ha comprobado que funciona correctamente tanto con cargas resistivas como capacitivas, y también bajo cortocircuitos y sobrecorrientes que pudieran provocar un arco eléctrico o fuego debido a la sobretensión en el cableado que esta aguas abajo del SSPC.

## **ABSTRACT**

On this Final Degree Project it is presented a survey of the state of the art of the electrical protections in aircraft. This project is focused on the Solid State Power Controller or SSPC, which is the last and most modern protection introduced in the current airplanes, replacing the traditional electro-mechanical and thermo-magnetic Circuit Breakers. But due to the fact that the development of these devices is quite recent, the SSPCs have not implemented some features that could be developed using the state solid technology, the power electronic and the use of microcontrollers.

On the other hand, in the little time that SSPC are working, they have shown some problems. A characteristic that has not been yet developed is the handle with high capacitive loads that could provoke over currents that could damage both the equipments and wiring, and also the SSPC. This is why one main objective in this project has been the design and development of a SSPC that can switch on high capacitive loads.

Also, since new architectures of the Power Distribution Systems in aircraft are changing to new values of voltage, especially to 270V<sub>DC</sub>, this SSPC has been designed for that level of voltage.

Finally, a prototype of a SSPC, which in addition to the current characteristics implements these new functions, has been designed, manufactured and proved that works properly under both resistive and capacitive loads, besides with short circuits and over currents which could provoke an arc fault or a fire due to the over temperature in the wiring downstream the SSPC.



## ***CAPÍTULO I***

---

# **MOTIVACIONES Y OBJETIVOS DEL PFC**

# **1 MOTIVACIONES Y OBJETIVO DEL PFC**

## **1.1 MOTIVACIONES**

Las motivaciones a la hora de realizar este proyecto se fundamentan en que los sistemas de distribución de potencia embarcados en los aviones están cambiando en el diseño de las nuevas aeronaves, con nuevos niveles de tensión, y con un mayor número de componentes eléctricos y electrónicos que demandan potencia eléctrica. En este contexto las protecciones tradicionales que se encargaban de proteger las cargas y el cableado ya no son adecuadas.

Por otro lado, los grandes avances en el campo de la electrónica y electrónica de potencia en los últimos años permite aplicar esta tecnología al campo de las protecciones eléctricas usando microprocesadores para su control y además usar la tecnología de estado sólido (mediante el uso de elementos semiconductores como MOSFETs o IGBTs) como elemento conmutador de la corriente.

Usando esta tecnología, se ha desarrollado el Controlador de Potencia de Estado Sólido o SSPC por sus siglas en inglés (Solid State Power Controller), y su uso ya se está incluyendo en los últimos y más modernos aviones como el A380. Con este dispositivo se puede lograr una serie de mejoras que evitarían muchos fallos dentro de los aviones.

Al ser un dispositivo de protección bastante nuevo, éste presenta algunos problemas o limitaciones. Además, se puede implementar alguna mejora que todavía no ha sido totalmente desarrollada. Es por esta razón, y debido al gran uso que se prevé que tenga en el futuro, sustituyendo a las antiguas protecciones electro-mecánicas como los Circuit Breakers, por la que es necesario mejorar y estudiar los SSPCs.

## **1.2 OBJETIVOS**

El objetivo de este Proyecto Fin de Carrera es el diseño y desarrollo de un Controlador de Potencia de Estado Sólido, o SSPC, que permita la conexión de todo tipo de cargas.

Debido a que los SSPC actuales no permiten la conexión de grandes cargas capacitivas, se implementará una solución que resuelva este problema, controlado mediante un microprocesador, el cual se encargará de dar las señales de control adecuadas al circuito para el correcto funcionamiento del SSPC, que estará implementado con MOSFETs como elemento de estado sólido.



Como tensiones y corrientes de diseño, deberá poderse conectar a un bus de  $270V_{CC}$  o HVDC (Alta tensión en corriente continua) y estará diseñado para una corriente nominal de 10A.

El proyecto incluirá desde el diseño, pasando por la construcción de un prototipo, hasta la correcta validación en un banco de pruebas de su funcionamiento.

Además se dejará preparada y construida la plataforma de un SSPC que permita integrar en un futuro la protección  $I^2t$  u otras curvas de protección más eficaces.



## ***CAPÍTULO II***

---

# **ESTADO DE LA TÉCNICA**



## 2 ESTADO DE LA TÉCNICA

Este capítulo pretende introducir al lector en los Sistemas de Distribución de Potencia eléctrica embarcados en las aeronaves y dar una visión global de los distintos tipos de protecciones para los SDP. Durante los siguientes subcapítulos se irán exponiendo las distintas protecciones que se utilizan y los problemas o limitaciones que éstas presentan, para acabar explicando el último tipo de protección que se está implantando en los aviones, el Controlador de Potencia de Estado Sólido (“Solid State Power Controller” o SSPC) con un estudio más detallado de su funcionamiento así como las ventajas y problemas que tiene en la actualidad.

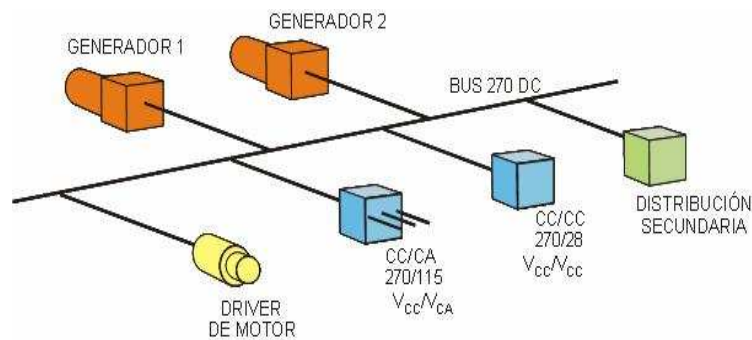
### 2.1 INTRODUCCION

Las aeronaves actuales están evolucionando hacia aviones, que cada vez presentan un mayor número de equipos y dispositivos eléctricos y electrónicos (radar, cámaras infrarrojas, radios, actuadores...), incluso los sistemas mecánicos, neumáticos o hidráulicos están siendo reemplazados por sistemas eléctricos. Estos cambios proporcionan un mejor funcionamiento del sistema debido al aumento de la fiabilidad, además, de un menor coste de mantenimiento, ahorro en la conversión de la energía y por lo tanto una mayor eficiencia de la aeronave en general, y mayor capacidad de auto diagnóstico (por la eliminación de los componentes necesarios en los otros actuadores, como tuberías, válvulas, bombas...).

Además con los avances en el campo de la electrónica de potencia, los microcontroladores y la electrónica de control, el diseño de las nuevas aeronaves tiende hacia dos nuevos conceptos o filosofías de avión: el Avión Mas Eléctrico (“More Electric Aircraft” o MEA) y el Avión Totalmente Eléctrico (“All Electric Aircraft” o AEA). El diseño de los últimos aviones ya se basan en el MEA, como el A380 y el A350 de Airbus y el B787 “Dreamliner” de Boeing o el avión de combate JSF (“Joint Strike Fighter”) de Lockheed Martin. En estas arquitecturas, la sustitución de los sistemas convencionales por los nuevos sistemas eléctricos supone también una considerable reducción del peso y tamaño, y por tanto se reduce el gasto de combustible y permite un aumento de la carga de pago.

Al aumentar el número de equipos que demandan energía eléctrica, los Sistemas de Distribución de Potencia (SDP) también están cambiando. Los tradicionales niveles de tensión de  $28V_{CC}$  y  $115V_{CA}$  han evolucionado hacia niveles de  $270 V_{CC}$  normalmente para aplicaciones militares; y tensiones de  $230 V_{CA}$  para aplicaciones civiles. Una de las ventajas que se consiguen con estos nuevos sistemas, es que se tiene una corriente unas 10 veces inferior en comparación con los tradicionales sistemas a baja tensión, y por ello se puede disminuir la sección de los cables y por lo tanto el volumen y el peso del cableado.

No se puede olvidar, que en estas nuevas arquitecturas, tienen que convivir los nuevos niveles de tensión, con los niveles de tensión convencionales. Esto es consecuencia de la existencia de multitud de equipos ya instalados en los aviones ya existentes. Estos equipos tienen que ser conectados a estas nuevas arquitecturas, y por tanto se debe mantener los niveles convencionales de tensión. Como resultado se tienen arquitecturas en las que existen buses de distribución principales en alta tensión de los cuales se ramifican otros buses de distribución secundarios, que mantienen los niveles convencionales de distribución  $28 V_{CC}$  y  $115 V_{CA}$ , ver Figura 1 [Izquierdo08C].



**Figura 1. Red de distribución en alta tensión**

En estas arquitecturas hay que prestar especial atención a las protecciones, las cuales son una parte fundamental de los SDP, ya que evitan daños al cableado, a los equipos embarcados y proporcionan un entorno seguro para las personas. Hasta el MEA, las protecciones típicas que se usaban se basaban en fusibles o disyuntores magneto-térmicos, como los Circuit Breakers (CB).

Pero con tantos equipos demandando energía eléctrica y con estos nuevos niveles de tensión, los tradicionales dispositivos de protección dejan de ser adecuados para estas arquitecturas. Es por ello necesario la introducción de nuevas tecnologías para cubrir las carencias que presentan los dispositivos convencionales. Uno de los nuevos dispositivos para proteger los SDP son los Controladores de Potencia de Estado Sólido (SSPC), que proporcionan la función de protección de las instalaciones eléctricas ante cortocircuitos y sobrecargas. Además, permiten la conexión de cargas a las barras de distribución eléctrica y protegen al cable, según la curva  $I^2t$ , de la misma manera que lo hacían las protecciones magneto-térmicas como el CB.

Por otro lado, los SSPC presentan una alta fiabilidad, baja disipación de potencia y la capacidad de control remoto. Sin embargo también presentan limitaciones como por ejemplo inestabilidades al conectarse varios sistemas, corrientes máximas para estos niveles de tensión y problemas con la conexión y desconexión de cargas capacitivas e inductivas [Barrado08], [Barrado09], [Izquierdo08], [Izquierdo09], [Izquierdo09B].

## 2.2 PROTECCIONES TRADICIONALES EN LOS SDP

### 2.2.1 Fusible

El fusible, ver Figura 2 [Izquierdo09C], es la protección más antigua y sencilla que se puede encontrar en un avión. Consiste en un elemento en el cual si la corriente que circula por él es mayor que la corriente nominal para la cual está dimensionado éste se funde, y así se corta la corriente que circula por los cables y los equipos, protegiéndolos de los posibles daños que pudiera ocasionar esta sobrecorriente. La principal desventaja de esta protección es el hecho de que una vez que éste actúa, es irrecuperable, y una vez detectado y solucionado el problema que hizo actuar a esta protección hay que cambiarlo ya sea en tierra, o en vuelo si es muy crítico, lo que conlleva que hay que llevar repuestos en el avión y hay que tener la formación y herramientas necesarias para cambiarlo. Los fusibles se sitúan lo más cerca posible del punto de distribución de potencia para tener la mínima cantidad de cable sin proteger.



**Figura 2: Fusible de un avión**

Debido a su pequeño tamaño y peso, es todavía bastante utilizado en algunos aviones, como por ejemplo en los aviones no tripulados (UAV), donde la actuación de otro tipo de protecciones más grandes, pesadas y complejas de cablear como los CBs, no daría ninguna ventaja al avión ya que no hay tripulación que los pueda reconectar.

Otras desventajas de este componente es que el punto de fusión se ve influenciado por la temperatura ambiente, no se puede detectar si se ha fundido ni tiene capacidad de monitorización, y la lenta respuesta que tiene ante el paso de una sobrecorriente o un cortocircuito. [Izquierdo09C]

### 2.2.2 Circuit Breaker – CB

Actualmente, el Circuit Breaker (CB), ver Figura 3 [Sola09], es la protección más empleada a la hora de proteger los cables en los SDP embarcados de una aeronave. El CB es un elemento de protección, que se abre ante una corriente por encima de ciertos límites, si es mantenida durante un determinado tiempo. Esto impide daños en los cables o equipos situados aguas abajo. El CB tiene un uso bastante extendido en todo tipo de aeronaves, tanto en CA como en CC. Los CB pueden ser monofásicos ( $28 V_{CC}$  o  $115 V_{CA}$ ) o trifásicos ( $115 V_{CA}$ ).

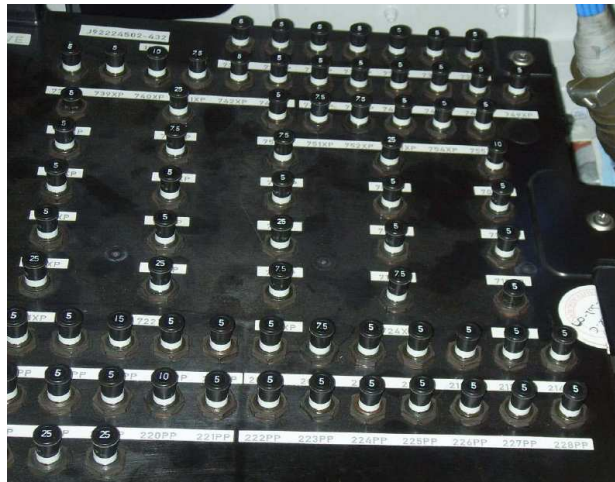


Figura 3. Vista frontal de un panel de Circuit Breakers

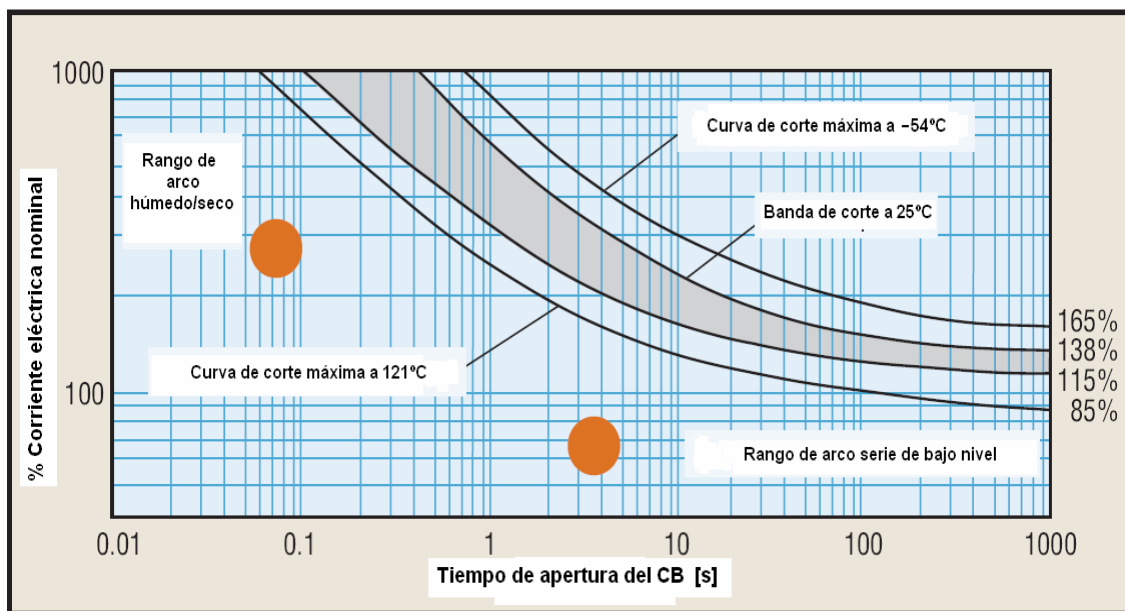
El CB está constituido por un elemento (magneto-térmico) sensible a la corriente que lo atraviesa, que se dilata al calentarse por el paso de la corriente. De este modo, cuando se alcanzan ciertos niveles de temperatura, se produce la apertura del CB.

Teniendo en cuenta esto, el CB solo actúa cuando ciertos niveles de corriente circulan por el dispositivo durante el tiempo suficiente para calentar el componente y provocar la apertura, tal y como se aprecia en sus curvas de funcionamiento (Figura 4 [Mussmacher04]). En esta figura, se puede producir una apertura del CB, ante niveles de corriente del 1000% del rango de corriente nominal, en un tiempo de 0.08 a 0.3 segundos, ó se puede activar la protección con niveles de corriente del 165 % de la corriente nominal, en tiempos que van desde los 20 a los 250 segundos.

Las causas de activación de un CB son generalmente producidas por anomalías en la carga eléctrica o en el cableado asociado. Una vez abierto el CB, se puede cerrar nuevamente de forma manual, aunque es importante tener presente que un intento de reenganche del propio CB puede agravar el daño eléctrico, ya que puede producir la propagación de la sobrecorriente que inicialmente produjo la apertura del CB, con los posibles riesgos de afectar a otros equipos. De hecho, la compañía fabricante de aviones AIRBUS, no autoriza el reenganche de los CB en vuelo, salvo casos muy justificados y

emergencias, en las cuales es absolutamente necesario para la seguridad del propio vuelo [Izquierdo08].

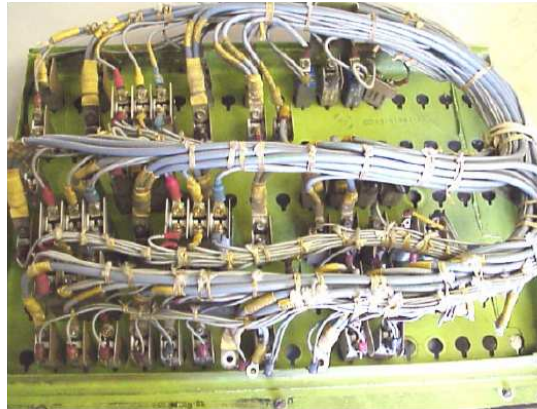
El gran problema de los CB es que no son capaces de proteger frente a fallos por arco, ya que este tipo de descargas, si bien liberan una gran cantidad de energía, no son capaces de calentar el bimetálico del CB y por lo tanto no activan la protección. Los fallos por arco pueden durar del orden de milisegundos. Una serie de estos eventos puede durar entorno a 20-30 milisegundos, siendo demasiado fugaces para provocar la activación del CB. Sin embargo, estos arcos, no detectados por el CB, aumentan la temperatura del entorno del arco, pudiendo causar daños catastróficos al cable tales como la ignición del aislante o combustible cercano al cable. Se han llegado a dar casos donde se han producido llamas, en los cuales el CB aguas arriba del cable dañado estaba intacto. En la Figura 4 [Mussmacher04] se han marcado con puntos naranjas los rangos en los que se producen los arcos eléctricos. Cabe destacar que se encuentran en la zona de no activación de la protección de los CB. [LopezdelMoral09]



**Figura 4. Curva  $I^2t$  típica de un Circuit Breaker y zonas críticas**

Además de los inconvenientes citados anteriormente sobre la posible no detección de faltas por arco, debemos tener en cuenta que la monitorización de los CB es compleja, por el espacio necesario para su emplazamiento y el bajo nivel de control que permiten, ver Figura 5 [Izquierdo08]. Todo ello supone un incremento de peso y equipos dentro del avión, tales como las Unidades de Monitorización de los Circuit Breakers cuando los CB no están situados en cabina, otro inconveniente importante es que los CBs no permiten la implementación de control remoto.





**Figura 5. Vista posterior de un panel de Circuit Breaker**

Esto, añadido a que el CB no protege de muchas de las perturbaciones descritas anteriormente, así como las falsas actuaciones por sobretemperatura, permite concluir que los CB no son un dispositivo muy apropiado para ser incluido en las nuevas arquitecturas de distribución de potencia eléctrica. Asimismo, es importante señalar, que los CB no son adecuados para la protección de los nuevos sistemas, debido principalmente a que pueden originar problemas de funcionamiento en alta tensión de CC, como distorsiones o cortes que perduran más de 100 milisegundos, algo no aceptable para cargas sensibles a las perturbaciones [Izquierdo08], [Izquierdo08C]

Es necesario por tanto, plantearse el desarrollo de tecnologías alternativas de protección para los nuevos diseños de SDP.

### **2.2.3 Circuit Breaker con detector de Fallo por Arco - AFCB**

El “Arc Fault Circuit Breaker” (AFCB), ver Figura 6 [Izquierdo08B], es una protección de más reciente aplicación que el CB. Estos dispositivos proporcionan el mismo tipo de protección que los CBs, y además, añaden la protección frente a los arcos eléctricos.

Asimismo, estos componentes mantienen la cuenta de cada una de las interrupciones momentáneas del aislamiento, y provoca una interrupción del circuito cuando el número de estas interrupciones excede una cantidad prefijada por los algoritmos de control del componente. Señalar, que la temperatura causada por estos contactos intermitentes puede ser inferior al alcanzado en un dispositivo magneto-térmico, como los Circuit Breakers [Izquierdo08].



**Figura 6. AFCB fabricado por E-T-A ®**

La tecnología de los AFCB fue introducida en un principio dentro del mercado industrial y domestico. Se está adaptando este tipo de tecnología para poder emplearse en plataformas aeronáuticas debido a la mejora en la seguridad que supone su uso. Gracias a estos dispositivos se reducirán el número de fallos provocados por arco y sus desastrosas consecuencias. Además, se reducen costes al disminuir los daños tanto del cableado eléctrico, como de las áreas colindantes situadas próximas al arco.

El AFCB está incluido dentro de las investigaciones de nuevas tecnologías para la mejora de la seguridad del cableado, tema clave para algunas agencias como la Agencia Federal de Aviación (FAA). Se pretende determinar los mecanismos que llevan al proceso de envejecimiento, así como desarrollar las herramientas para mejorar la inspección y mantenimiento del cableado. También busca desarrollar tecnologías que disminuyan o eliminen los riesgos de un fallo en el cableado.

En el año 2000 el fabricante de aviones AIRBUS, decidió lanzar su propio programa de AFCB, similar al de la FAA citado anteriormente. Este programa incluye tests sobre prototipos definidos por los propios fabricantes de AFCB, ensayos en banco de pruebas en laboratorios y posteriormente ensayos en vuelo. El proceso se completa con la evaluación de la madurez del componente embarcado en avión durante un tiempo estimado de seis meses [Izquierdo08].

Actualmente las recomendaciones de ATSRAC (Aging Transport Systems Rulemaking Advisory Committee) indican la necesidad de un estudio en profundidad para la evaluación de los daños colaterales del cableado cuando son protegidos por los AFCB. Se tienen que precisar también los costes y beneficios de la implementación de los AFCB.

Los AFCB contienen una sofisticada electrónica, la cual muestrea la corriente que lo atraviesa en intervalos de sub-milisegundos. A partir de la forma de onda de la corriente muestreada, y gracias al análisis en el dominio del tiempo y la frecuencia de esta señal, se hace posible la detección del fallo por arco, y de este modo, se impide que se vuelva a repetir. La identificación se basa en discriminar el fallo por arco, mediante el uso de patrones y algoritmos, de una corriente de funcionamiento normal.

Dependiendo de la complejidad de los patrones y algoritmos del AFCB, se pueden llegar a diferenciar los fallos por arco de otras señales que se le asemejen, como pueden ser los transitorios durante el arranque o apagado de un motor, o las demandas pulsantes de corriente del motor durante el funcionamiento normal.

El uso de esta tecnología en los aviones, mejora considerablemente los niveles de seguridad y reduce costes limitando los daños tanto al cableado eléctrico, como a las áreas colindantes situadas próximas al arco.

Sin embargo, este tipo de dispositivo sigue presentando la misma problemática de monitorización que los CB y no permite su control remoto, por lo que hace necesario la búsqueda de nuevas tecnologías, además este dispositivo solo tiene aplicación en CA [Izquierdo08].

#### **2.2.4 Controlador Remoto de Circuit Breakers – RCCB**

El Controlador Remoto del Circuit Breaker (Remote Control Circuit Breaker o RCCB), de reciente aplicación, es una combinación de relé y Circuit Breaker (véase la Figura 7 [Izquierdo08]).

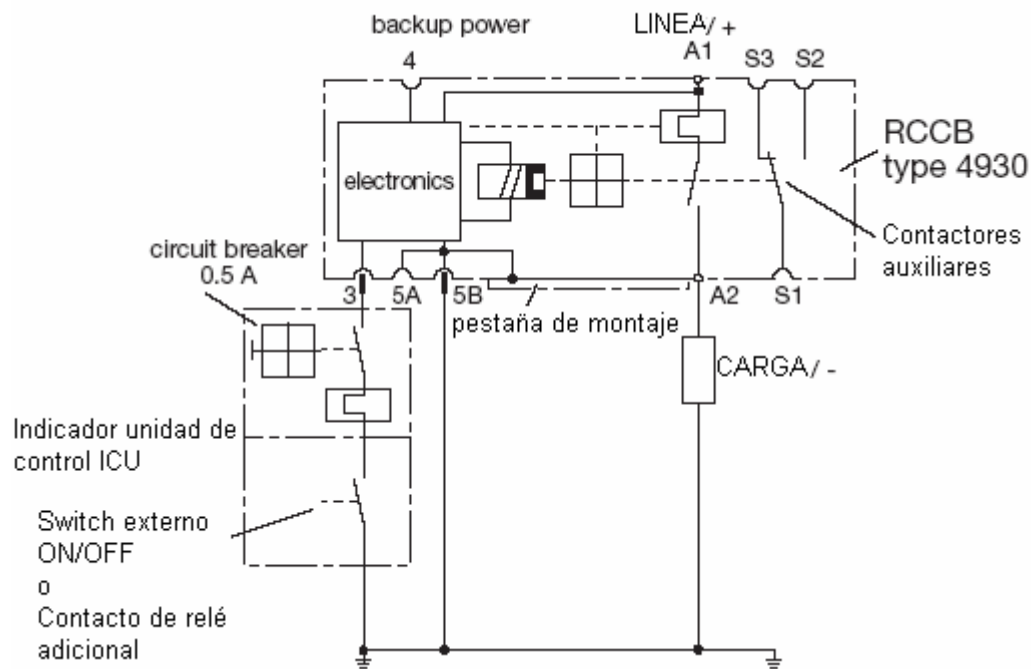


**Figura 7. RCCB fabricado por E-T-A ®**

De este modo, el funcionamiento de un RCCB es similar al de un CB con la salvedad que permite el control remoto del dispositivo. En estos dispositivos el sistema de conmutación está operado por circuitos electrónicos incorporados en su interior, ver Figura 8 [Izquierdo08B].

Los RCCB no presentan el problema por envejecimiento que se puede producir en los CB, como consecuencia de los ciclos térmicos que tiene que soportar el bimetálico. En sustitución del bimetálico, el RCCB incorpora una parte electrónica de monitorización y control. Cabe destacar que los ciclos de vida es un factor importante en las aplicaciones aeroespaciales y militares, donde el fallo de un componente puede poner en peligro vidas humanas y donde el mantenimiento es muy costoso.





**Figura 8. Diagrama de aplicación de un RCCB fabricado por E-T-A ®**

El concepto de RCCB, como controlador de cargas en los sistemas de distribución de potencia, proporciona una mayor eficiencia al sistema de distribución con una menor pérdida por línea, un menor coste e incluso menor peso que los convencionales sistemas de distribución, constituidos a partir de relés y sistemas de protección.

Aunque permite el control remoto y por tanto mejora este punto frente a los CB y los AFCB, este componente no deja de tener el mismo carácter mecánico que lo limitan en su posible uso dentro de sistemas más complejos como los SDP de alta tensión. [Izquierdo08]

## 2.3 CONTROLADOR DE POTENCIA DE ESTADO SÓLIDO - SSPC

Para solucionar la problemática que presentan los anteriores dispositivos es necesaria la introducción de nuevas tecnologías en las protecciones, como son los Controladores de Potencia de Estado Sólido (SSPC), ver Figura 9 [Izquierdo08], basado en semiconductores de potencia (como son los MOSFETs o los IGBTs).



Figura 9. SSPC del fabricante DDC ®

### 2.3.1 Características y funcionalidades

El SSPC tiene la particularidad, frente al resto de dispositivos presentados, que combina la función de conmutar cargas al bus principal y la de proteger las instalaciones eléctricas de sobrecargas y cortocircuitos, mediante el uso de tecnología de estado sólido<sup>1</sup>. Otras características de los SSPC son: la alta fiabilidad, baja disipación de potencia y la capacidad de control remoto mediante el uso del software, así como la monitorización por medio de un sencillo interfaz persona-máquina.

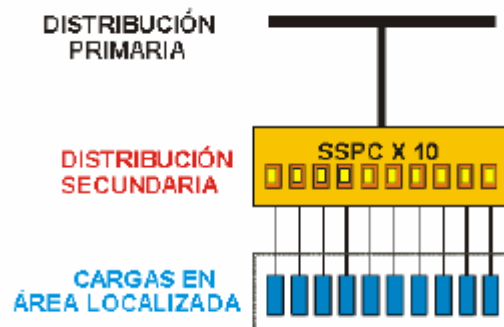
Además se puede controlar y disminuir los picos de corriente/tensión en la conexión de cargas y evitar que éstas se suelten en los cambios de potencia de los buses de alimentación. Otra característica importante es que presentan una triple protección del sistema eléctrico, consistente en la protección ante arcos eléctricos, protección térmica mediante la curva  $I^2t$ , al igual que lo hace el CB, y protección ante sobrecargas y cortocircuitos. Son por lo tanto una buena opción para su instalación en los sistemas eléctricos embarcados.

---

<sup>1</sup> Estado Sólido en un término que describe cualquier circuito electrónico basado en la utilización de dispositivos semiconductores (como transistores bipolares, MOSFETs, IGBTs, etc.) en lugar de relés o tubos de electrones, en los cuales hay partes móviles o contienen gas en su interior

Los dispositivos basados en semiconductores de potencia, como son los SSPC, proporcionan una alta velocidad de respuesta y una menor susceptibilidad a las vibraciones que los dispositivos electromagnéticos y electromecánicos, como los CB o los RCCB. Todas estas características y ventajas son consecuencia del desarrollo en los campos de la electrónica de potencia y la microelectrónica.

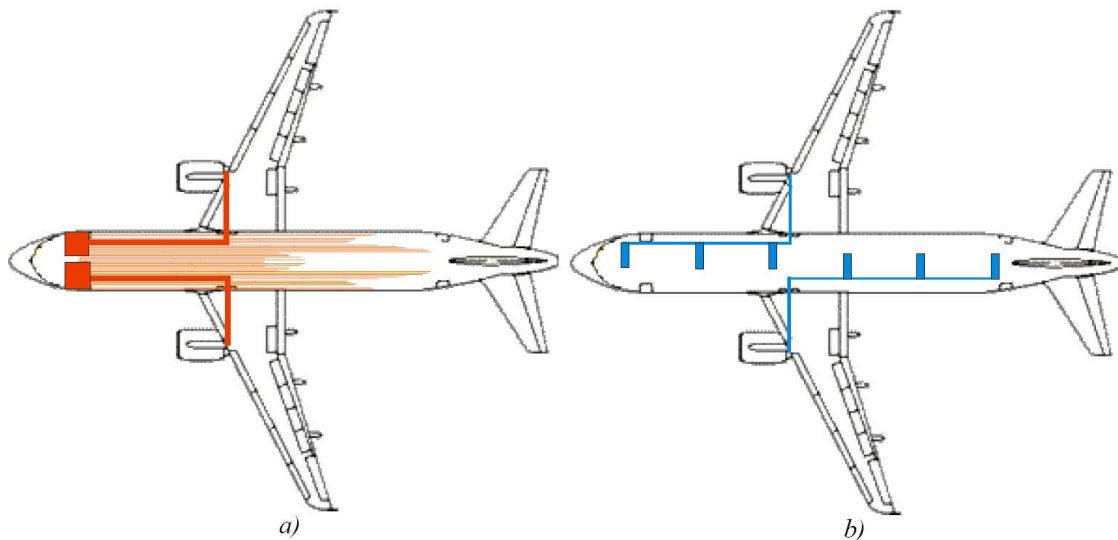
Cabe destacar que el uso de la tecnología de los SSPC permite un mejor control de los sistemas de distribución de potencia y mayor protección de los mazos de cables que los anteriores dispositivos electromagnéticos/electromecánicos. Debido a su pequeño tamaño es posible agruparlos en tarjetas o equipos formados por 8 ó 10 SSPC. Estas tarjetas/equipos se sitúan próximas a las cargas localizadas dentro de un área concreta del sistema embarcado, de forma que sólo se precisa de un cable principal para distribuir la potencia a una determinada zona del sistema embarcado. A partir de esta línea de potencia, de distribución primaria, los SSPC distribuyen la potencia eléctrica con cables más cortos y de menor galga a las cargas. De este modo, el diseñador de los SDP embarcados puede reducir la galga y el número de los cables utilizados, reduciendo peso y volumen en las instalaciones eléctricas embarcadas. Una distribución típica en aviones es la mostrada en la Figura 10 [Izquierdo08B].



**Figura 10. Módulo de 10 SSPC conectado al bus de distribución**

Esta reducción en el peso y volumen (por la disminución del número de cables, su longitud y galga), resultan elementos clave para las grandes y complejas instalaciones eléctricas de nuevos aviones como el A380 y el B787. En estos aviones los SSPC ya han sido incluidos, lo cual ha permitido reducir el número total de componentes requeridos para la gestión de la potencia eléctrica y la protección de los sistemas de distribución [Izquierdo08].

Esta nueva arquitectura de los SDP, donde los SSPC se encuentran situados muy cerca de las cargas eléctricas y no necesitan el control desde el “cockpit” (o cabina de los pilotos), con respecto a los tradicionales SDP, basados en CB situados en el cockpit permite una reducción de los mazos de cableado bastante importante como se puede ver en la Figura 11. Por el contrario estos sistemas implican un mayor coste y en algunos sistemas críticos no está aceptado su uso.



**Figura 11. Sistema de distribución de potencia centralizado (a) y distribuido (b)**

Otro mecanismo que permite reducir el peso al avión es mediante la gestión de los SSPCs por medio de computadores que controlen los sistemas electrónicos de potencia, de tal forma que se apaguen los subsistemas innecesarios del avión y solo se mantengan conectados los necesarios. Por ejemplo si el bus total está diseñado para 50A, pero solo se requieren 25A simultáneamente, entonces se pueden apagar las cargas innecesarias, manteniendo 25A o menos. De esta manera se reduce la sección necesaria del cableado y consecuentemente el peso del avión [Mussmacher03]. Una reducción en el número de cables, longitud o sección de éstos puede reducir significativamente el peso del avión debido a la gran cantidad de éstos en un avión, por ejemplo, el A380 tiene más de 500km de cables.

Con estas nuevas arquitecturas y protecciones para los SDP, se puede controlar mediante microprocesadores la distribución de potencia a los sistemas mediante aplicaciones de gestión de cargas en tiempo real, y esto implicará que se liberará de trabajo a la tripulación y se incrementará la fiabilidad del sistema, ya que los fallos debido a errores humanos se reducirán, mientras que también se protegerá al cable y a las cargas [Friedman92], [Friedman97].

### 2.3.2 Estructura Interna

Normalmente, la arquitectura del SSPC, se puede dividir en cinco grandes bloques: el elemento conmutador de potencia, el “driver”, la fuente de alimentación interna, el bloque interfaz de control y el bloque I<sup>2</sup>t, ver Figura 12 [Izquierdo08]. En los siguientes párrafos se incluye una breve descripción de la funcionalidad y composición de estos bloques.

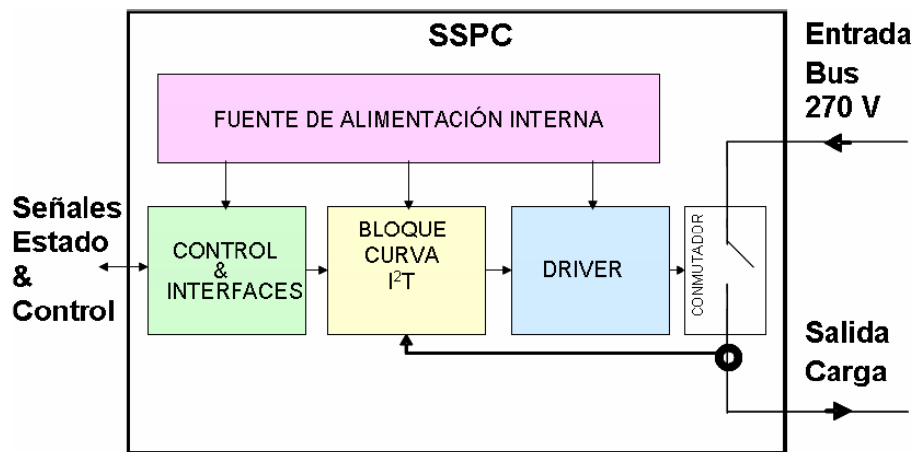


Figura 12. Diagrama de bloques de un SSPC

El dispositivo de potencia constituye el elemento de conmutación. Normalmente suele ser un MOSFET, aunque también puede ser implementado con JFETs o IGBTs.

El “driver” controla el encendido/apagado del MOSFET, y el control de la correcta conmutación del SSPC de con los parámetros diseñados para su correcto funcionamiento (tiempo de conexión, tiempo de apagado, etc.).

La fuente de alimentación interna está aislada del resto del SSPC. Su principal función es ofrecer una fuente de alimentación flotante para el resto de los bloques internos: “driver”, bloque de control e interfaz e  $I^2t$  [Barrado08], [Izquierdo09B].

El bloque de interfaz y control está encargado de activar/desactivar el estado real del SSPC de forma remota. Los SSPC normalmente tienen diferentes entradas y salidas digitales de control. Por medio de estas señales, una externa Unidad Central de Procesamiento (CPU) determina, en tiempo real, lo que está sucediendo y modifica el estado del dispositivo cuando es necesario. [Izquierdo09B]. Este bloque debe estar aislado de la lógica del driver para evitar que los fallos que se puedan originar en la parte del driver afecten a la CPU [Friedman97].

El último bloque es el que incluye el efecto de la memoria térmica y la curva  $I^2t$ , ver Figura 13 [Izquierdo08]. Esta curva muestra el nivel de corriente, como una función del tiempo que tardan las protecciones en ser activadas. Esta curva de protección  $I^2t$  está basada en el comportamiento que muestran dispositivos electromecánicos como los CBs, pero estos dispositivos no tienen en cuenta algunos parámetros importantes como la localización de los cables y la temperatura ambiente del cableado. Sin embargo, estos parámetros tienen una influencia en la temperatura de los cables y como consecuencia modifican los tiempos de corte de la curva  $I^2t$  clásica. Es por este motivo por el que se han estudiado modelos en los que la estos parámetros de compensación de temperatura se tienen en cuenta en la curva  $I^2t$  para una mejor protección [Izquierdo08].

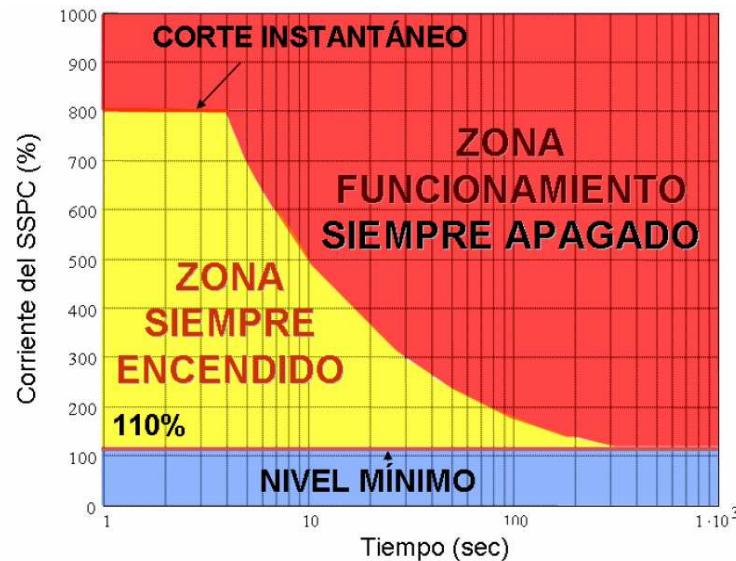


Figura 13. Curva estándar  $I^2t$  del SSPC

La curva  $I^2t$  se puede dividir en tres partes principales de acuerdo con los eventos de activación:

- **Protección instantánea del SSPC.** Corresponde a un limitador de corriente de corte instantáneo, ante un nivel máximo de corriente, el cual protege al SSPC/Cable/Cargas electrónicas de elevadas corrientes instantáneas que puedan producirse, ver Figura 13.
- **Protección  $I^2t$  del SSPC.** Basado en el funcionamiento térmico de un CB, protege al cableado de un sobrecalentamiento continuo, ver Figura 13. Esta curva puede estar compensada para tener en cuenta la disipación del cable y la temperatura ambiental.
- **Área normal de trabajo del SSPC.** Si la corriente se sitúa por debajo del nivel mínimo no se activa ninguna protección, ver Figura 13.

La medición de la corriente, esencial para conocer como se está comportado el SSPC y así poder controlarlo, se puede hacer con diversas técnicas. De manera general se puede medir mediante medios magnéticos y resistivos. La medición resistiva es relativamente simple, sin embargo, existe el inconveniente de que siempre existe una disipación de potencia, por ejemplo a 20A se disiparían 0.4W/mΩ. Por otra parte, la medición magnética necesita transformadores de corriente y además tiene un ancho de banda limitado y es más complicado que la medición resistiva [Liu05].

### 2.3.3 Problemas de Funcionamiento y Limitaciones

Como consecuencia de la reciente aplicación de este componente en comparación con otras protecciones de los SDP embarcados, es común la



aparición de algunos puntos críticos en los cuales el dispositivo debe ser mejorado.

En cuanto a los problemas que han surgido con los SSPC cabe destacar una publicación de la NASA en la que se aseguraba que, si la curva  $I^2t$ , que sirve para proteger los dispositivos, tenía los umbrales muy altos, se podían producir fallos por arco. Estos fallos ocurren cuando el aislamiento se vuelve conductivo y como consecuencia se inicia un arco eléctrico. Por otro lado, si se bajan dichos umbrales se corre el riesgo de que se produzcan falsas alarmas [Stavnes94].

A raíz de los problemas detectados en el sistema eléctrico de la Estación Espacial Internacional (ISS) de la NASA, se ha comprobado como la influencia de las capacidades parásitas del MOSFET influye en la estabilidad del sistema. En estos SSPCs instalados en la ISS se hace un control por límite de corriente en el cual se compara la corriente actual con una de referencia, y el error (o diferencia) entre ambas le llega a un driver que actúa sobre el MOSFET para mantener la corriente constante. Estas capacidades parásitas que presentan los MOSFETs pueden llegar a provocar un acoplamiento entre el lazo de control de corriente que controla el SSPC y el convertidor, que actúa de carga situado aguas abajo. Este acoplamiento puede originar inestabilidades del sistema completo. [Panov96]

Otro de los problemas detectados en los SSPCs, muy relacionado con los sistemas electrónicos, es el asociado a las perturbaciones de tipo EMI. Se han detectado fallos de funcionamiento incorrecto ante eventos de carácter EMI, los cuales han desencadenado cortes instantáneos de corriente provocados por el SSPC y que afectan a las cargas aguas abajo, y sin embargo, no son informados por el bus de estado del SSPC. Estos fallos son consecuencia de la gran dependencia interna de la electrónica que tiene el componente [Barrado09].

También existe un problema con la limitación de corriente que este tipo de tecnología presenta. Hasta 15 amperios es adecuado el uso de los SSPC en las arquitecturas de 270 V. A partir de estos niveles se hace necesario el uso de contactores electromecánicos, por la limitación práctica de las tecnologías FET, aunque actualmente ya se está investigando en otras tecnologías, que permiten un mayor nivel de corriente, como la IGBT [Liu05]. Pero los IGBTs también tienen un límite de corriente y tensión, y es que en la propia tecnología de semiconductores de Si, está muy limitada la corriente y tensiones que soportan, y la temperatura máxima que pueden alcanzar está en torno a 125°C. Últimamente se está empezando a trabajar con la tecnología de SiC que ofrece menor resistencia específica cuando está conectado a altas tensiones y soporta hasta 200 °C. Un SSPC que emplea tecnología SiC puede soportar corrientes de hasta 30A a tensiones de 270V<sub>CC</sub> [Xiaohu08].

Por último, el SSPC frente a otro tipo de protecciones convencionales tiene la problemática de que ante fallos del dispositivo se pueden conectar determinados puntos que deberían estar separados, debido a su carácter no mecánico. Este problema es debido a la fusión de puntos internos del

componente por una sobre temperatura, como consecuencia de la circulación no controlada por el componente de una elevada corriente. [Izquierdo09]. Otro de los inconvenientes es debido a la disipación de potencia, ya que es mayor que en los CB y otros dispositivos mecánicos. La tecnología de estado sólido usada, disipa mucha potencia durante las conmutaciones, y ésta es mayor cuanto mayor sea la tensión a la que se ve sometido el dispositivo de estado sólido entre sus bornes. [Simon93]

### **2.3.4 Nuevas funcionalidades**

Entre las nuevas capacidades a desarrollar en el futuro, una de las más importantes es el desarrollo de SSPCs capaces de conectar grandes cargas capacitivas. La conmutación de tales cargas implica que durante la conexión, la carga tiene una impedancia inicial muy pequeña, lo que provoca una corriente varias veces superior a la nominal si no se introduce ninguna limitación en el SSPC. Esta limitación de la corriente evitaría la generación de elevados picos de corriente durante la conexión de cargas capacitivas, o por posibles cortocircuitos aguas abajo del SSPC, lo cual evita la transmisión a la red de distribución de perturbaciones de tensión y corriente [Barrado09]. Esta será la principal capacidad a desarrollar durante este Proyecto Fin de Carrera.

Se han implementado ya algunas soluciones para la conexión de este tipo de cargas. Un método tradicional que se ha usado hasta ahora es la técnica del “ratched-up” [Mussmacher03]., que consiste en encender el SSPC y si la carga capacitiva es suficientemente grande para provocar un pico de corriente que supere la curva  $I^2t$  el SSPC se corta, en este punto la carga ya ha alcanzado cierto nivel de voltaje. Pasado un tiempo intenta encenderse de nuevo, y así repite este ciclo sucesivamente hasta conseguir cargar totalmente la carga capacitiva. Desafortunadamente, esta técnica no funciona si la carga no es capacitiva pura, por ejemplo un condensador en paralelo con una resistencia, ya que durante el apagado del SSPC el condensador se descarga rápidamente por la resistencia a menos que el tiempo de apagado sea muy pequeño.

Otra técnica para la conexión de estas cargas consiste en limitar la corriente, haciendo que circule una corriente constante, superior a la nominal, hasta que se cargue por completo. El problema de esta técnica es que mientras la corriente suministrada a la carga es constante, la potencia disipada por el elemento conmutador del SSPC no lo es. Esta potencia disipada durante el encendido es grandísima y necesita componentes conmutadores mucho mayores y más caros. Aunque esta solución es posible, incrementa significativamente el tamaño, peso y coste [Mussmacher03].

La última técnica consiste en controlar la corriente por el SSPC en función de la tensión a la que se encuentre el MOSFET en cada instante. Esto se hace para mantener al MOSFET dentro de los límites de su zona de operación segura (SOA), ya que inicialmente el MOSFET soporta una gran tensión entre drenador y fuente, y al comenzar a circular la corriente por él, la potencia disipada es grandísima y si excede su SOA el dispositivo se rompe, a menos



que ocurriera un corte instantáneo, aunque esto provocaría que la carga no sería alimentada. Por tanto, la limitación de corriente debe ser diseñada para cumplir en todos los casos con la SOA, y por ello el diseño tiene que tener en cuenta la capacidad máxima que el controlador pueda conmutar porque la tensión  $V_{DS}$  es función de la carga [Simon93].

Otra de las nuevas capacidades es la de evitar las desconexiones de la carga ante pequeños cortes de la alimentación en el bus, evento muy frecuente en los sistemas embarcados durante los intervalos de cambio de un bus de distribución a otro. Este fenómeno no aparece en las protecciones convencionales (CB), ya que se encuentran conectados de forma mecánica y no dependen de un control electrónico. Sin embargo, en los SSPC la falta de energía eléctrica en el control del dispositivo puede originar que la carga se desconecte, aunque exista alimentación aguas arriba del SSPC, tras un cambio en las barras de distribución. Los nuevos diseños de los SSPC deben de ser capaces de soportar tiempos de corte en la alimentación dentro de los límites de la normativa.

Finalmente también es importante mejorar detección de los fallos por arco, ya que es una de las fuentes principales de daños y roturas en los SDP de las aeronaves, y esta mejora daría mayor fiabilidad y seguridad al sistema en su conjunto [Izquierdo08C], [Barrado09].



## ***CAPÍTULO III***

---

# **DISEÑO**

## 3 DISEÑO

En este capítulo se pretende explicar paso a paso el diseño de un SSPC, que satisfaga los requisitos expuestos en el “Capítulo 1: Motivaciones y Objetivo del PFC”, y que más adelante se construirá para verificar su correcto funcionamiento.

En primer lugar se explicará el funcionamiento del MOSFET, como conmutador de potencia de estado sólido del SSPC.

En segundo lugar se abordarán varias estrategias de control de la corriente para permitir la conexión de cargas altamente capacitivas.

Finalmente, una vez diseñado un control óptimo para la conexión de todo tipo de cargas, se diseñará el circuito final, del que se construirá mas tarde un prototipo para su verificación en el laboratorio

### 3.1 CONMUTADOR DE POTENCIA MEDIANTE MOSFET

El transistor MOSFET o también conocido como Transistor de Efecto Campo de Metal Oxido Semiconductor (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Efect Transistor) debido a su estructura interna, es un dispositivo electrónico de tres terminales, ver Figura 14 [Barkhordarian09], Drenador (“Drain” - D), Fuente (“Source” - S) y Puerta (“Gate” - G) cuyo principio básico es el control de la corriente por un terminal (D) a partir del voltaje al que se exponen dos de sus terminales (G y S). En el caso extremo, la señal de control (voltaje entre G y S) puede ser usada para que la corriente cambie de cero a un valor de corriente alto, actuando así el MOSFET como un interruptor.

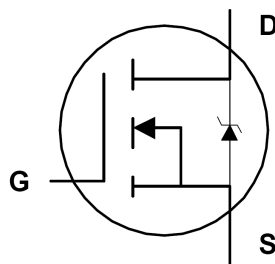


Figura 14. Símbolo de un MOSFET de potencia de canal n

La diferencia de un MOSFET de potencia con respecto a un MOSFET común, es que este transistor soporta un rango de corrientes y tensiones bastante mayor, además, aunque su funcionamiento básico es el mismo, su estructura interna cambia y pueden soportar más disipación de potencia. No hay una frontera delimitada para hablar de semiconductores de potencia, pero se suele considerar de potencia si la corriente es mayor de 1A.

A la hora de diseñar un circuito con MOSFETs de potencia, es necesario tener en cuenta otros aspectos que no se suelen tener en cuenta con los MOSFETs que se usan para pequeña señal, como la temperatura máxima de la unión, el calculo de un disipador de potencia si fuera necesario, y el Área de Operación Segura (SOA).

### 3.1.1 Estructura

En la Figura 15 [Sedra04] se puede apreciar la estructura de un MOSFET de potencia en conducción. Este dispositivo opera de la siguiente manera, al aplicar una tensión positiva de puerta,  $V_{GS}$ , mayor que un voltaje umbral,  $V_t$ , se induce un canal n lateral en la región del canal p, por debajo de la puerta y el óxido ( $\text{SiO}_2$ ). El canal resultante es corto, de longitud  $L$  en la Figura 15. La corriente de los electrones fluye entonces desde la fuente a través del canal resultante hacia el sustrato y después baja verticalmente al drenador<sup>2</sup>. Aunque este canal formado es pequeño, el voltaje de rotura es muy alto, pudiendo alcanzar 600V.

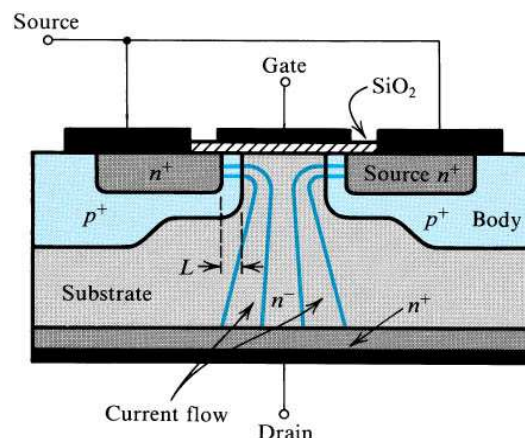


Figura 15. Estructura física interna de un MOSFET de potencia

### 3.1.2 Funcionamiento y Características

El funcionamiento de un MOSFET de potencia (de canal  $n^3$ ) es el siguiente. Si la tensión entre puerta y fuente es menor que un valor  $V_t$ , que está en torno a 2 y 4V en estos dispositivos, el canal no se forma y la corriente no circula por el dispositivo, estamos entonces en la zona de corte como se puede ver en la Figura 16. Al ir aumentando el voltaje  $V_{DS}$  y superar el umbral  $V_t$ , el canal se forma y comienza a circular corriente. En este último caso el MOSFET

<sup>2</sup> Hay que tener en cuenta que por convenio, la corriente va en sentido contrario al de los electrones, por ello la corriente va del drenador a la fuente.

<sup>3</sup> Existen también MOSFET de canal p. En ellos el funcionamiento es al revés que en los del canal n, la tensión de puerta tiene que ser negativa, y menor que una  $V_t$  (mayor en módulo) para empezar a conducir, y la corriente fluye en este caso de la fuente al drenador.

puede estar en dos zonas, en saturación o en zona óhmica. Si la tensión entre drenador y fuente,  $V_{DS}$ , es menor que la diferencia entre  $V_{GS}$  y  $V_t$ , el MOSFET está en zona óhmica y si es mayor está en la llamada zona de saturación, ver Figura 16. En saturación, por el MOSFET está circulando la máxima corriente posible, como se puede ver en la gráfica  $I_{DS}$ - $V_{GS}$  en la Figura 16. En zona óhmica la pendiente es constante y es donde menor resistencia ofrece el MOSFET.

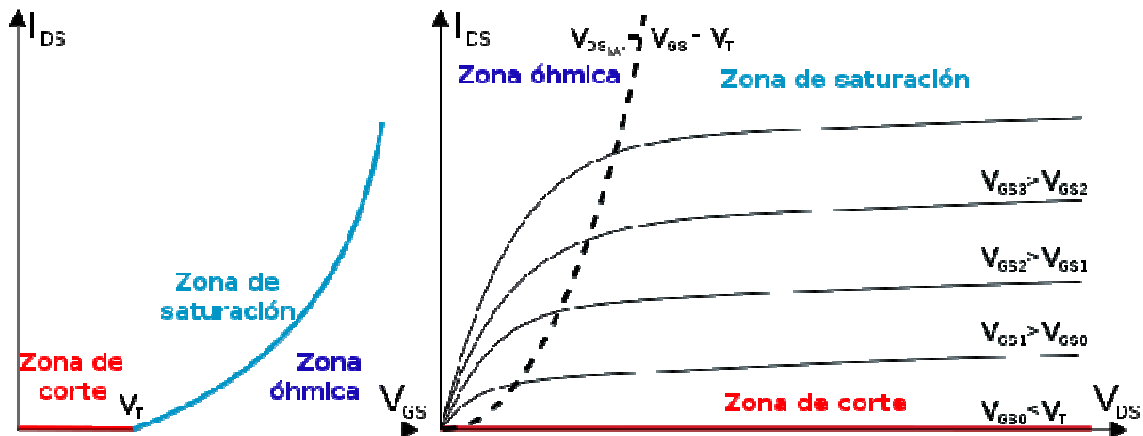


Figura 16. Curvas características de un MOSFET de enriquecimiento de canal n

Si se quiere usar el MOSFET como interruptor, se trabajará en corte, OFF o interruptor abierto y zona óhmica, ON o interruptor abierto. En zona óhmica se tiene la máxima corriente para una carga dada y la caída de potencial entre drenador y fuente es mínima. Además, como la potencia por un MOSFET es

$$P_{MOSFET} = V_{GS} \cdot I_{DS} = I_{DS}^2 \cdot R_{DS} \quad (1)$$

Donde  $R_{DS}$  es la inversa de la pendiente que forma un punto de la gráfica  $I_{DS}$ - $V_{DS}$  (Figura 16), se puede ver claramente como la menor  $R_{DS}$  se sitúa en zona óhmica y por ello en esta zona tenemos la máxima corriente con menor disipación de potencia y menor caída de potencial  $V_{DS}$ . A ésta  $R_{DS}$  mínima se la llama  $R_{DS(ON)}$ .

Por último hay que tener en cuenta que en los MOSFET de potencia, a diferencia de los MOSFET de pequeña señal, la potencia disipada en la zona de saturación puede ser altísima y puede quemar el dispositivo, si se sale el MOSFET de su zona de operación segura (SOA), y/o necesitar de un disipador de calor. Para pasar de ON a OFF y viceversa, hay que pasar por la zona de saturación, es por ello muy importante estudiar la temperatura en los transitorios entre ON-OFF y OFF-ON [Sedra04], [Barkhordarian09].

Para terminar con este subcapítulo, a continuación se expondrán las ecuaciones que rigen la corriente por el drenador de un MOSFET de potencia en sus distintas zonas de operación:

$$i_D = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot \left[ (v_{GS} - V_t) \cdot v_{DS} - \frac{1}{2} \cdot v_{DS}^2 \right] \quad \text{Zona óhmica} \quad (2)$$

$$i_D = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot (v_{GS} - V_t)^2 \quad \text{Zona de saturación (región cuadrática)} \quad (3)$$

$$i_D = \frac{1}{2} \cdot C_{ox} \cdot W \cdot U_{sat} \cdot (v_{GS} - V_t) \quad \text{Zona de saturación (región lineal)} \quad (4)$$

Siendo:

$i_D$	corriente por el drenador
$\mu_n$	movilidad de los electrones
$C_{ox}$	capacidad por unidad de área
$W$	espesor de la capa de óxido
$L$	longitud del canal
$v_{DS}$	tensión drenador-fuente
$v_{GS}$	tensión puerta-fuente
$V_t$	tensión umbral
$U_{sat}$	velocidad de saturación ( $5 \cdot 10^6$ cm/s para los electrones en el Si)

Una característica importante respecto a un MOSFET de pequeña señal, es que la curva de saturación no es cuadrática, si no que comienza siendo cuadrática, pero a partir de cierto valor se comienza a comportar lineal, debido a un fenómeno conocido como velocidad de saturación. En la Figura 18 se puede comprobar este comportamiento lineal [Sedra04].

## 3.2 TÉCNICAS PARA EL CONTROL DE LA CORRIENTE POR EL SSPC CON CARGAS ALTAMENTE CAPACITIVAS

A continuación se propondrán y analizarán una serie de técnicas o estrategias que permitan el control de la corriente por el SSPC con cargas muy capacitivas. Se analizarán cuales son las limitaciones de cada solución y finalmente se construirá un SSPC con la mejor solución encontrada a lo largo de este capítulo.

### 3.2.1 Control Pasivo de la Corriente por el SSPC

#### 3.2.1.1 Carga Resistiva

Para comenzar con el diseño, se partirá del circuito<sup>4</sup> mostrado en la Figura 17, en el cual hay una fuente de tensión continua de 270V (V2), y a ella se conectará la carga que queremos alimentar (R3). La carga y la fuente están separadas por un MOSFET de potencia, que se controlará a partir del circuito aguas arriba a él, formado por V1, R1 y C1. El MOSFET trabajará en corte (OFF) y óhmica (ON), por lo tanto actuará como un interruptor controlado.

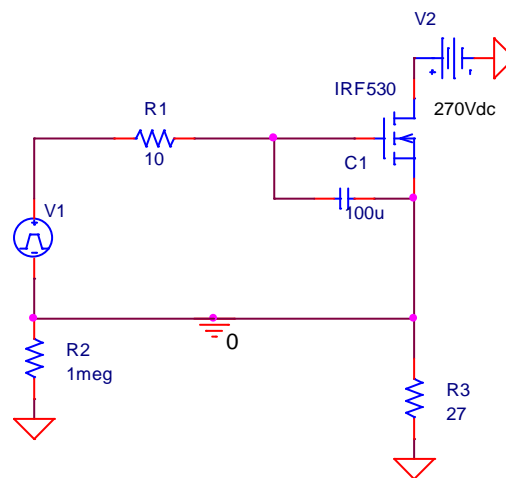


Figura 17. Circuito inicial con carga resistiva pura

Inicialmente V1 será un pulso de tensión, y será este pulso el que controle el MOSFET. Más adelante este control se hará con un microprocesador. El pulso de tensión valdrá 0V en estado bajo y 12V en estado alto, ya que con

<sup>4</sup> Todos los circuitos y simulaciones realizados en este Proyecto Fin de Carrera, y que se mostrarán a lo largo de este capítulo, han sido realizados con el paquete informático Orcad 16.0; los circuitos, con la aplicación de Orcad llamada Capture CIS, las simulaciones, con la aplicación PSpice A/D, y el diseño de la PCB con la aplicación Layout Plus.

12V de  $V_{GS}$  (tensión entre puerta y fuente) es suficiente para meter al MOSFET en la región óhmica, incluso con corrientes mayores de las necesarias.

Con la resistencia  $R_1$  y  $C_1$  se controla el tiempo de carga de la tensión  $V_{GS}$  del SSPC. La tensión en bornes del condensador en carga sigue la ecuación:

$$v_C(t) = E_0 \left( 1 - e^{-t/\tau} \right) \quad (5)$$

Donde  $E_0$ , es el valor al que se cargará  $C_1$ , en nuestro caso  $E_0=12V$  y  $\tau$  es la constante de tiempo,  $\tau = R_1 \cdot C_1$ . La tensión en descarga sigue también una ecuación exponencial:

$$v_C(t) = E_0 \cdot e^{-t/\tau} \quad (6)$$

Por lo tanto, cuanto menor sean  $R_1$  y  $C_1$ , menor será la constante de tiempo y antes se cargará y descargará el condensador. Tomando por ejemplo  $R_1=10\Omega$  y  $C_1=100\mu F$ , se tiene que:

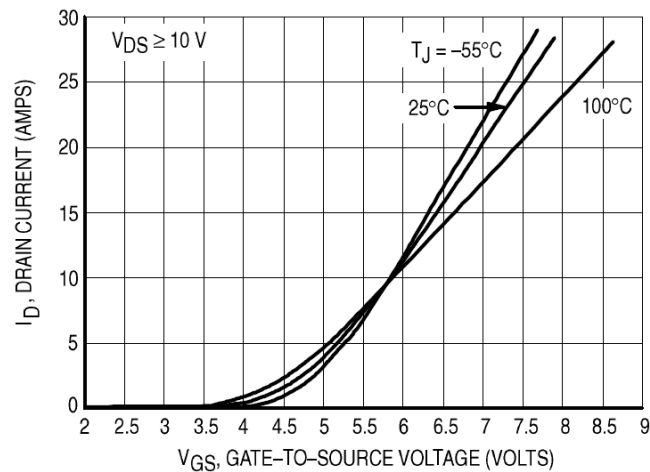
$$\tau = R_1 \cdot C_1 = 10 \cdot (100 \cdot 10^{-6}) = 0.001s = 1ms \quad (7)$$

Luego el condensador se cargará a 12V prácticamente en  $4\tau = 4ms$  (en  $4 \cdot \tau$  se alcanza el 98% del valor final). En realidad se entra en la región óhmica mucho antes, ya que según la curva de transferencia del IRF530 a partir de unos 7V la intensidad en saturación por el SSPC es mayor a 20A, y nosotros dimensionaremos el circuito para una corriente menor. Este circuito inicial también se podría haber hecho sin la resistencia  $R_1$  y el condensador  $C_1$ , ya que se podría aplicar los 12V directamente entre puerta y fuente, pero con  $R_1$  y  $C_1$  se puede modificar el tiempo de carga independientemente de la rapidez con la conmute la fuente  $V_1$ .

El SSPC final no será el IRF530, ya que éste no soporta la corriente y tensiones que necesitamos, pero es válido para hacer las primeras simulaciones, ya que PSpice no dispone de MOSFETs de potencia que soporten 270V entre drenador y fuente o superiores, ni de las corrientes que se alcanzarán para cargas capacitivas altas.

El valor de la tensión  $V_{GS(th)}$  (tensión de codo, tensión umbral o “threshold voltage”) varía de 2 a 4V, siendo el valor típico de 3.5V. Esto quiere decir que el MOSFET empezará a conducir a partir de 3.5V, comenzando inicialmente saturado y cuando el  $V_{DS}$  es suficientemente grande para soportar más intensidad de la que circulará por la carga, ver Figura 18 [IRF530], se situará finalmente en zona óhmica (ON).








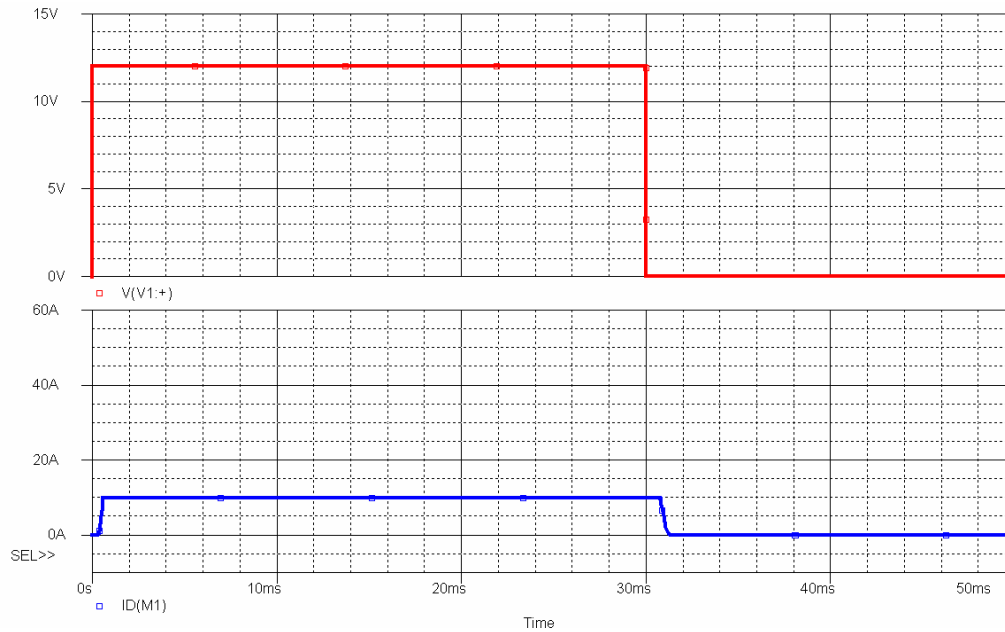
**Figura 18. Curva  $I_D$ - $V_{GS}$  del IRF530**

Para terminar la explicación de este circuito hay que decir que existen dos tierras. Una tierra a la que está referida la fuente de tensión de 270V y la carga que queremos alimentar, a la que llamaremos tierra del circuito de potencia, y otra tierra a la que está referida el resto de los elementos del circuito o tierra del circuito de control. Estas dos tierras están separadas entre si por una gran impedancia,  $R_2$  de 1 Mega $\Omega$ , para que estén aisladas entre si. Ver Tabla 1.

**Tabla 1: Símbolos de las tierras del circuito inicial**

	Tierra del circuito de potencia
	Tierra del circuito de control
	Tierra flotante respecto a la tierra del circuito de potencia.

Inicialmente se va a considerar una carga totalmente resistiva, por la que circularán 10A, es decir,  $R_3$  serán 27 $\Omega$ . En la Figura 19, se puede ver en la parte superior (en rojo) el pulso de tensión de la fuente V1, y en la parte inferior la corriente que circula por la carga.



**Figura 19. Simulación circuito inicial con carga resistiva pura**

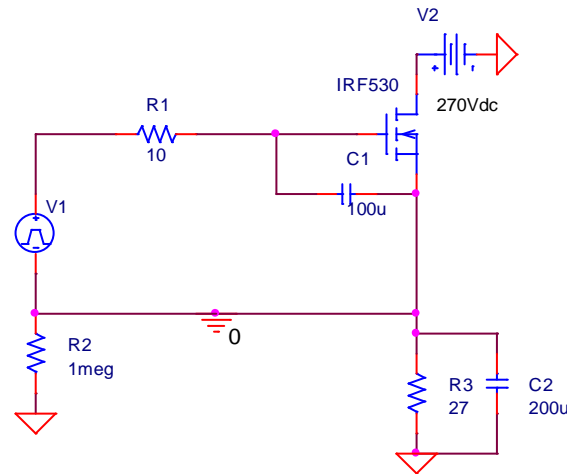
### 3.2.1.2 Carga Capacitiva

Ahora bien, si la carga no es resistiva pura, sino que tiene componente capacitiva, cabe esperar que la intensidad que circula por la carga tenga un pico de intensidad, pues la ecuación que rige el comportamiento de un condensador es:

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} \quad (8)$$

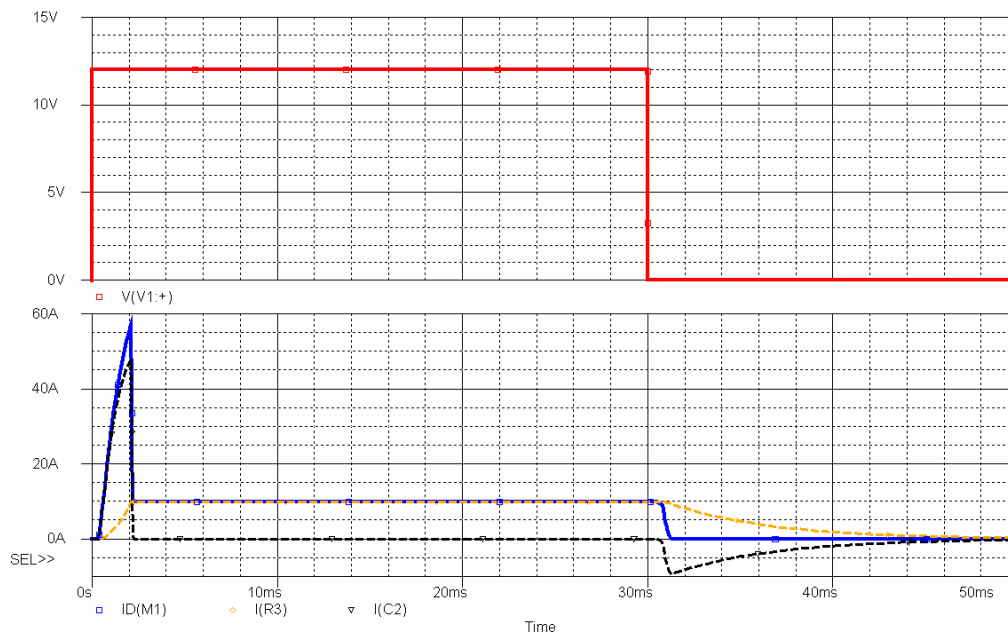
Es decir, la intensidad que circula por un condensador es proporcional a la variación de tensión entre sus bornes. Como al “cerrar el interruptor” o meter al MOSFET en zona óhmica, el condensador alcanza casi instantáneamente 270V en sus bornes, la derivada de la tensión es grandísima y el condensador responde al sistema con una sobreintensidad.

Eligiendo por ejemplo una  $C_3 = 200\mu F$ , queda el siguiente circuito (ver Figura 20)



**Figura 20. Circuito Inicial con carga capacitiva**

En la Figura 21, se muestra en rojo la tensión en bornes de la fuente V1, y en azul la intensidad que circula por la carga y por lo tanto por el drenador del MOSFET. En naranja y negro con línea discontinua se muestra la corriente por la resistencia y el condensador respectivamente.

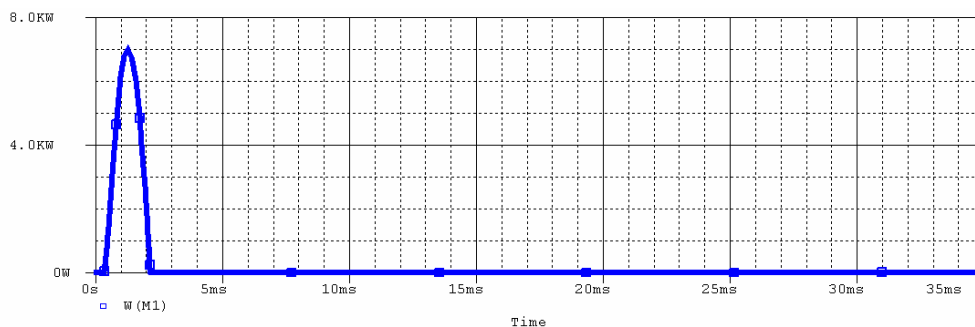


**Figura 21. Simulación circuito inicial con carga capacitiva**

Como se había pronosticado, en la conexión del “interruptor” se produce un pico de corriente debido a la carga capacitiva. Esto es un problema que se deberá solucionar, pues en la conexión se alcanzan unos 60A (un 600% la corriente nominal), y podría pasar aun más corriente si se aumenta la capacidad de la carga, C3. Esto puede quemar la el dispositivo de conexión. Al abrir el “interruptor” se puede observar que no se produce un pico de corriente, esto se debe a que el condensador se descarga a través de la resistencia R3.

Si el circuito no tuviera la resistencia R1 y el condensador C1, el pico de corriente debido a una carga capacitiva subiría prácticamente con pendiente vertical. Esta protección hace que la tensión Vgs no se cargue casi instantáneamente a 12V, sino que lo haga más lentamente, y durante la conexión, el MOSFET entre en zona de saturación, permitiendo bajar el pico de corriente durante la conexión de este tipo de cargas.

Otro punto importante a tener en cuenta es la potencia disipada por el MOSFET, como se puede ver en la Figura 22, el SSPC disipa mucha potencia en el encendido, unos 7kW, pero en muy poco tiempo. Debido a que el MOSFET está saturado durante la transición OFF-ON, la disipación de potencia es muchísimo mayor que la disipación estática cuando se encuentra en zona óhmica, y esto hace que la temperatura del SSPC pueda incrementarse mucho. Es importante tener en cuenta que esta temperatura durante el encendido no se puede disipar añadiéndole disipadores de calor al MOSFET ya que estos tienen mucha inercia térmica y no son capaces de disipar la gran cantidad de calor que se genera en prácticamente 1ms. Esta será una de las limitaciones que encontraremos a la hora de conmutar el SSPC de OFF a ON. [Friedman97]



**Figura 22. Potencia instantánea disipada por el SSPC en el circuito inicial**

### 3.2.1.3 Carga Inductiva

Hay un tercer tipo de carga que se puede conectar al SSPC, además de la carga resistiva pura y la capacitiva, es la carga inductiva. Esta carga aparece al tener un conductor enrollado en forma de espira o bobina. La ecuación que rige el comportamiento de la bobina es:

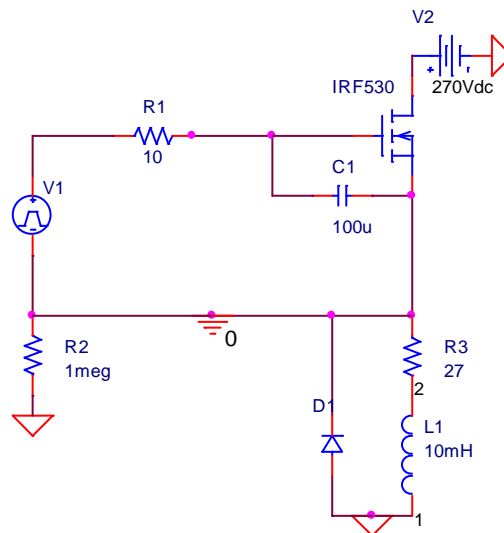
$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (9)$$

Esta ecuación impone que la corriente por una bobina no puede variar bruscamente. Si esto ocurriera como la tensión en bornes de la bobina es proporcional a la variación de corriente en ésta por su inductancia (L), se produciría un pico de sobretensión para permitir el cambio brusco de la corriente.

Por lo tanto, hay que tener en cuenta en el diseño que siempre debe existir un camino por el cual la bobina se pueda descargar para que la corriente

no se haga instantáneamente cero cuando el MOSFET haga la transición ON-OFF y pase a la región de corte. La solución para este tipo de cargas es colocar un diodo en antiparalelo con la carga, de modo que cuando se corte la corriente por el MOSFET la bobina pueda descargarse por el diodo y no genere un pico negativo de tensión.

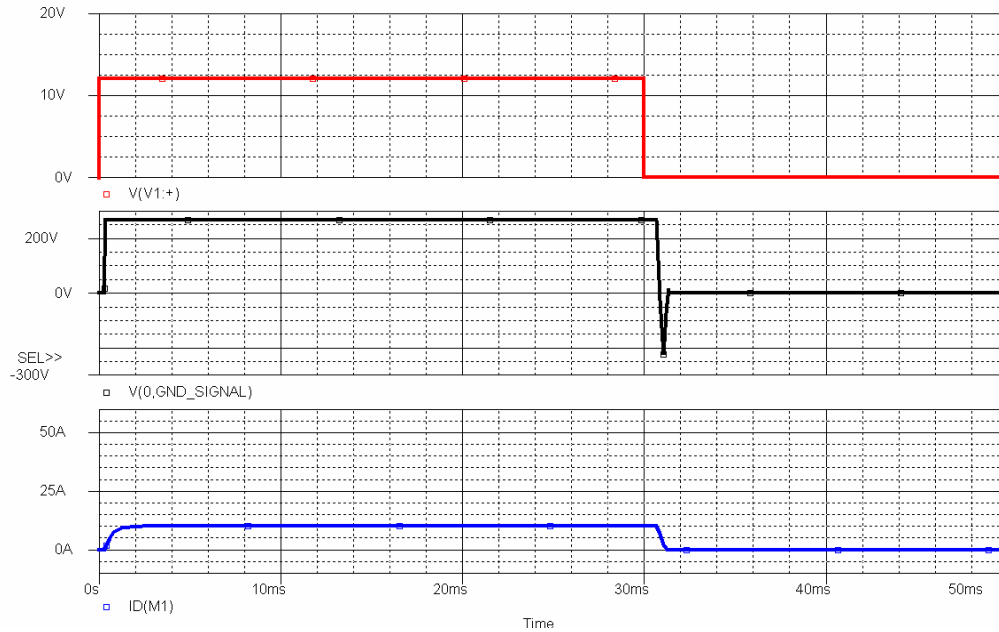
En la Figura 23 se puede ver la carga inductiva con el diodo en antiparalelo:



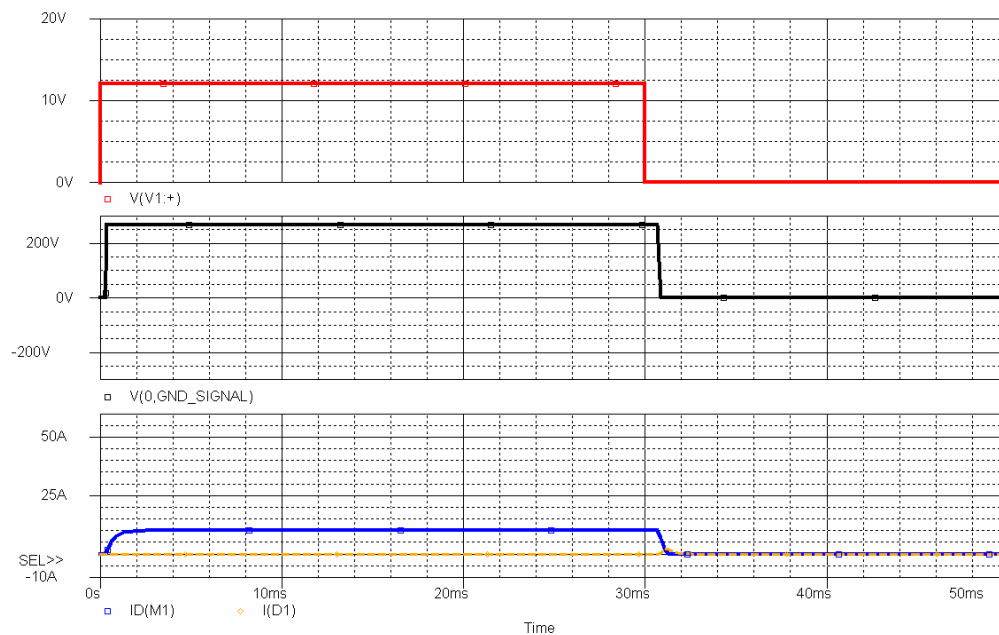
**Figura 23. Circuito Inicial con carga inductiva y diodo en antiparalelo**

En la siguiente simulación, ver Figura 24, se muestra una simulación del circuito anterior sin el diodo en antiparalelo, y como se genera un pico de tensión negativa entre bornes de la carga, que llega hasta -250V, cuando el “interruptor” entra en corte. También se observa como la corriente se suaviza respecto a la carga resistiva pura, ver Figura 19.

En la simulación de la Figura 25, se muestra la simulación para el mismo circuito, pero esta vez con el diodo en antiparalelo con la carga, y como desaparece el pico de tensión negativa. También se puede apreciar como el diodo en antiparalelo comienza a conducir cuando el MOSFET pasa de zona óhmica a corte.



**Figura 24. Simulación Circuito Inicial con carga inductiva**



**Figura 25. Simulación Circuito Inicial con carga inductiva y diodo en antiparalelo**

**CONCLUSION 1:** Como se ha analizado, con cargas muy capacitivas, la corriente inicial puede quemar el propio MOSFET y la instalación aguas abajo de éste, además, la corriente que circularía por el SSPC con un condensador de solo 200 $\mu$ F sería de unos 60A, y se necesitaría un MOSFET que soportara esa corriente a 270V. También se ha solucionado el problema de las sobretensiones con cargas inductivas colocando un diodo en antiparalelo con la carga.

Se necesita por tanto controlar la corriente para que no se queme ni el MOSFET ni el cableado.

### 3.2.2 Control Activo de la Corriente por el SSPC

Una primera posible solución es reducir la derivada (o la pendiente) de la corriente ( $dI_D/dt$ ), es decir, cuando se produce el pico de corriente debido a la conexión de la carga capacitiva, el objetivo es hacer que a partir de un cierto nivel de corriente éste no siga creciendo tan rápido y así el nivel final de la corriente no pueda alcanzar un valor tan grande como el que se puede ver en la Figura 21.

Al reducir la pendiente de la corriente, el condensador va a necesitar la misma energía para cargarse a 270V entre sus bornes, y esta energía viene dada por el área bajo la curva intensidad-tiempo durante el pico de corriente. Si la pendiente se hace menor el tiempo del pico será mayor, pero a cambio disminuirá el nivel máximo del pico de corriente.

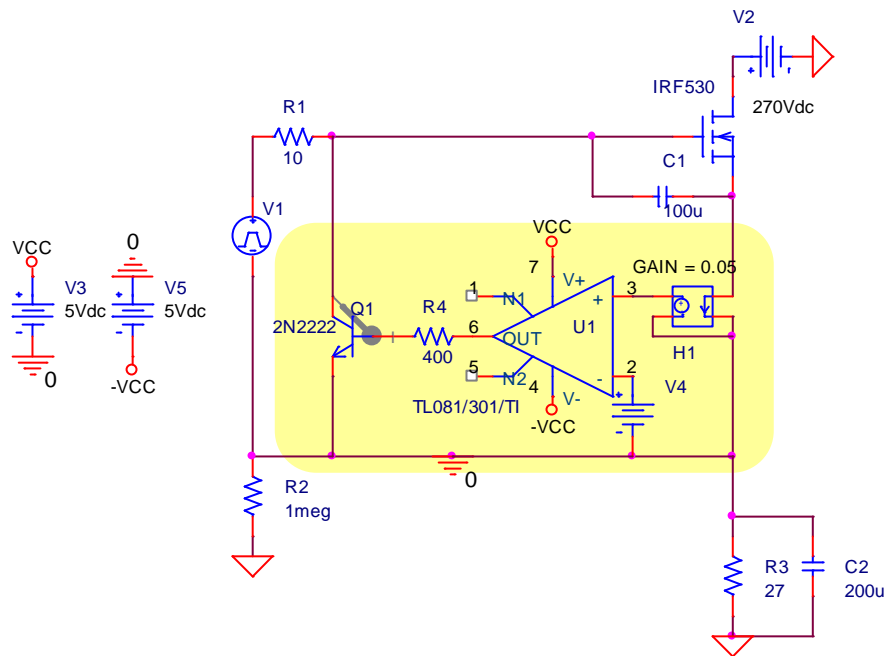


Figura 26. Circuito controlador de la corriente por el SSPC

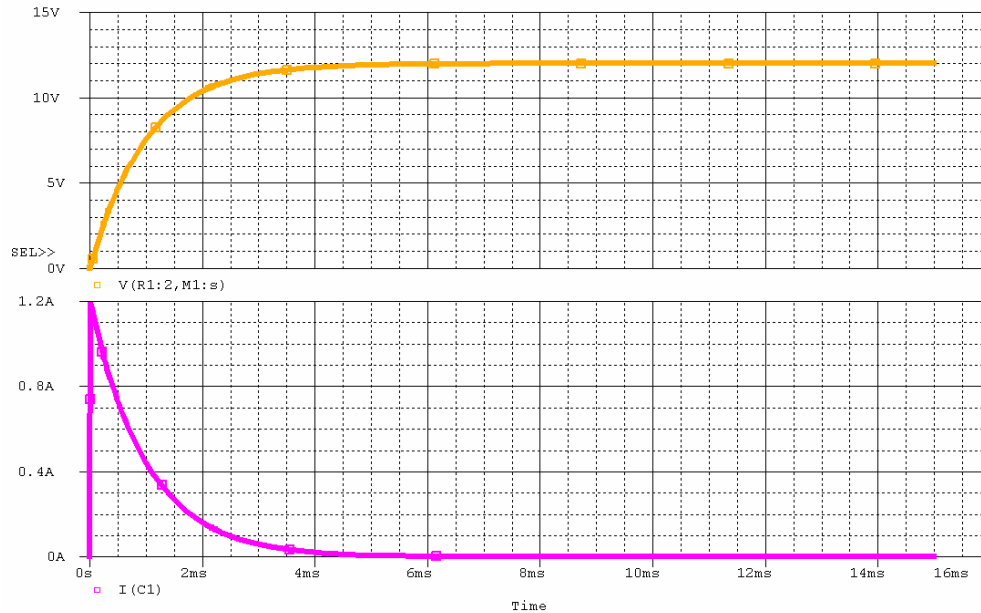
Respecto al circuito anterior de la Figura 17, ahora se ha añadido un nuevo bloque, como se puede ver en amarillo en la Figura 26. Este bloque compara la intensidad que circula por el MOSFET con un valor preestablecido, y en caso de superar dicho valor, se disminuye la pendiente de la corriente. Para ello, al llegar a un nivel de corriente, por ejemplo 12A, parte de la corriente que debería pasar por el condensador situado entre puerta y fuente, se hace que pase por el transistor Q1, de esta manera, como:

$$\frac{du_{C1}(t)}{dt} = \frac{i_{R1}(t) - i_{CQ1}(t)}{C_1} \quad (10)$$

Y la corriente disminuye, el condensador se cargará más lentamente y así la corriente por el drenador del MOSFET crecerá también de manera más

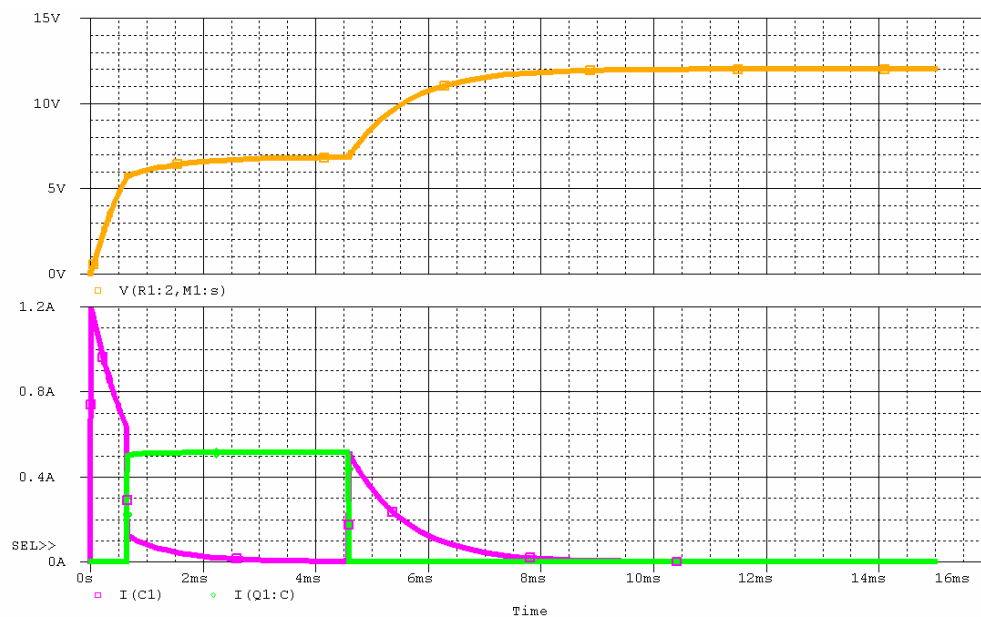
lenta. Además esto produce que la corriente final que pueda pasar por el MOSFET sea menor, ya que el condensador entre puerta y fuente solo puede llegar a cargarse hasta

$$V_{GS} = V_1 - I_{C(Q1)} \cdot R_1 \quad (11)$$



**Figura 27. Tensión e Intensidad por C1 en el circuito inicial**

En la Figura 27 se puede ver la tensión y la corriente que circula por el condensador si no actúa el circuito para controlar la pendiente.



**Figura 28. Tensión e Intensidad en C1 en el circuito reductor de la pendiente de la corriente**



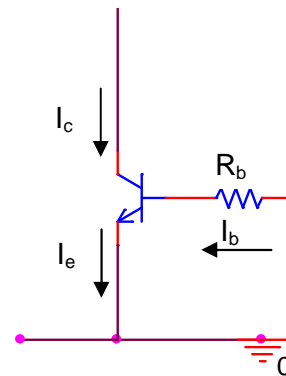
En la Figura 28 se puede ver el efecto del nuevo circuito, en la parte de abajo se observa en violeta la corriente por el condensador y en verde la corriente por el transistor.

A continuación se calcularán los valores de los nuevos componentes para lograr que funcione adecuadamente.

Para comparar la intensidad que circula por la carga con un valor preestablecido se utiliza un componente llamado H1, ver Figura 26, que mide la corriente y la convierte en una tensión con una ganancia interna. Es un amplificador ideal de corriente-tensión.

El amplificador operacional (AO) TL081 se alimentará a  $V_{cc}=5V$  t y  $-V_{cc}=-5V$ . La salida de H1 tiene que dar un valor inferior a 3.5V ya que sino se saturaría el AO<sup>5</sup>. Se ha tomado un valor de ganancia del amplificador corriente-tensión de 0.05, de manera que se podrá comparar hasta unos 70A, y la tensión de la fuente de corriente V5 corresponderá con el valor en el cual se quiera empezar a tumbar la corriente multiplicado por 0.05.

Para el cálculo de R4 se considerará que la corriente que debe circular por el transistor Q1 debe ser entre el 70% y el 40% de la corriente que debería pasar por el condensador C1 en el momento en el que comienza la protección, en nuestro caso 12A. Según la Figura 18 se puede ver que para 12A se necesita una tensión  $V_{GS}$  de 6.2V, y según la Figura 27, corresponde a una corriente por el condensador de 0.6A, por tanto se tiene que las corrientes por el transistor Q1 irán desde  $I_1 = 40\% \cdot 0.6 = 0.24A$  hasta  $I_2 = 80\% \cdot 0.6 = 0.48A$ .



**Figura 29. Detalle del transistor NPN en el circuito**

Según la Figura 29 se tiene que:

$$\begin{cases} V_b = I_b \cdot R_b + V_{be} \\ I_c = \beta \cdot I_b \Rightarrow I_b = I_c / \beta \end{cases} \quad \begin{matrix} (12) \\ (13) \end{matrix}$$

<sup>5</sup> Debido a las pérdidas internas de los amplificadores operacionales, la salida de éstos nunca será  $\pm V_{cc}$ . La máxima y mínima tensión de salida, depende de la alimentación y de la carga conectada a la salida del AO. En el OrCAD PSpice no se tiene en cuenta la curva que relaciona la tensión de salida máxima en función de estos parámetros, y para un AO dado la salida siempre es  $V_{cc}-1.5V$  y  $-V_{cc}+1.5V$ , independientemente del valor de  $V_{cc}$ .

Despejando  $R_b$  se obtiene:

$$R_b = \beta \cdot (V_b - V_{be}) / I_c \quad (14)$$

Donde  $I_c$  varía desde 0.24A hasta 0.42A,  $\beta=80$ ,  $V_b=3.5V$  y  $V_{be}=0.8V$ . Sustituyendo estos datos en la formula anterior tenemos que  $R_b$  varía desde 450Ω (para  $I_{C(Q1)}=0.48$ ) hasta 900Ω (para  $I_{C(Q1)}=0.24$ ).

### 3.2.2.1 Parametrización de la Resistencia de Base

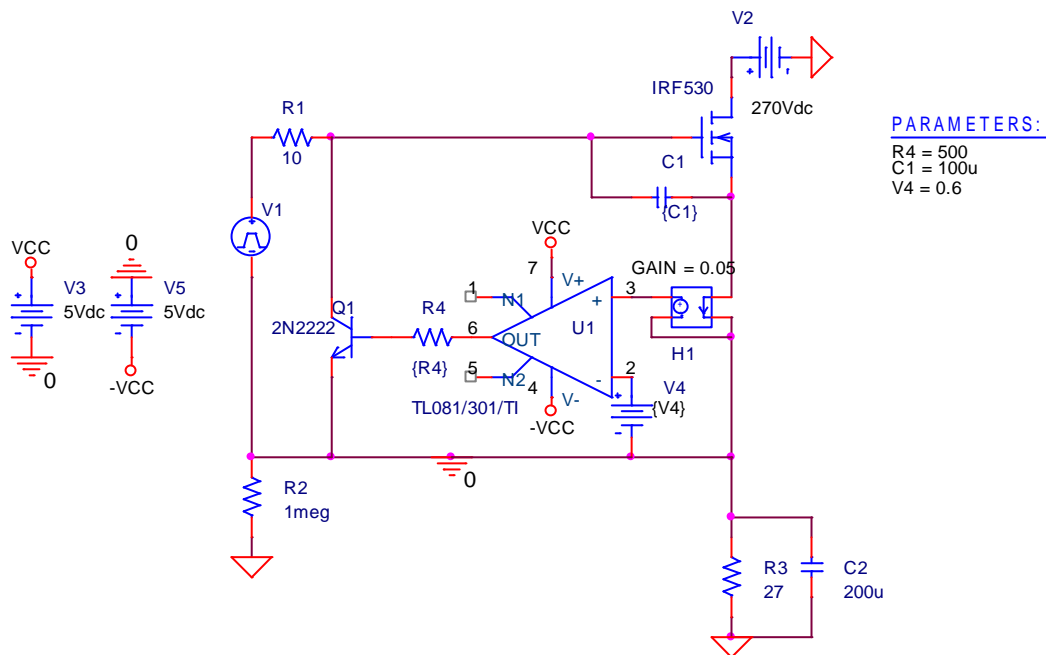
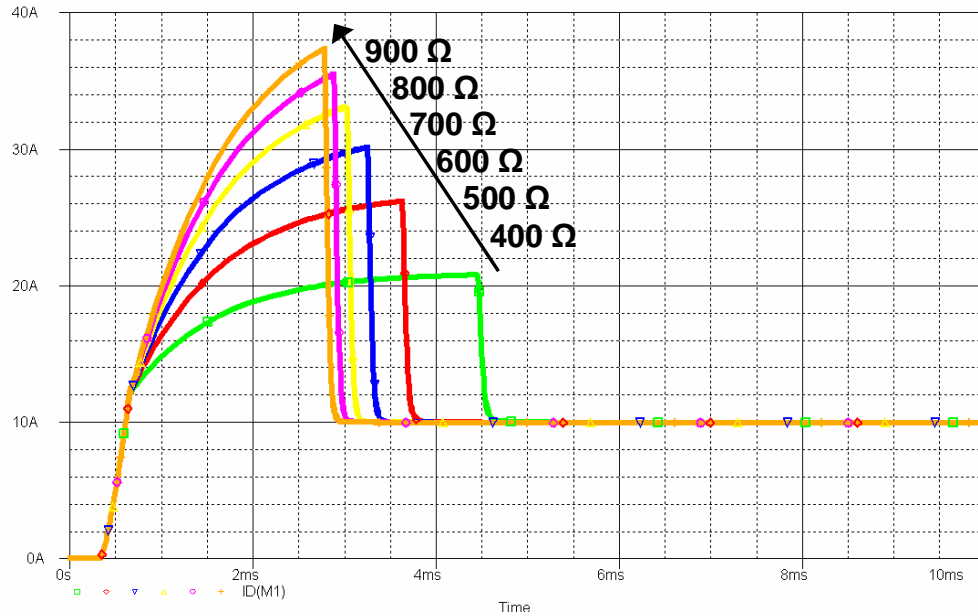


Figura 30. Parametrización en Orcad Capture CIS

Haciendo una parametrización de la resistencia  $R_b$ , que en el circuito de la Figura 30 es la resistencia  $R_4$ , obtenemos la simulación de la Figura 31, donde el limitador de la pendiente de la corriente empieza a actuar en 12A ( $V_5/GAIN(H1)=0.6/0.05=12A$ ). La parametrización de  $R_4$  se ha hecho desde  $R_4=400\Omega$  hasta  $R_4=900\Omega$  con un incremento de  $100\Omega$

Como se observa en la Figura 31, en todos los casos la corriente evoluciona igual hasta los 12A, entonces actúa el circuito diseñado y disminuye la pendiente de la corriente, más cuanto menor es la resistencia  $R_4$ .



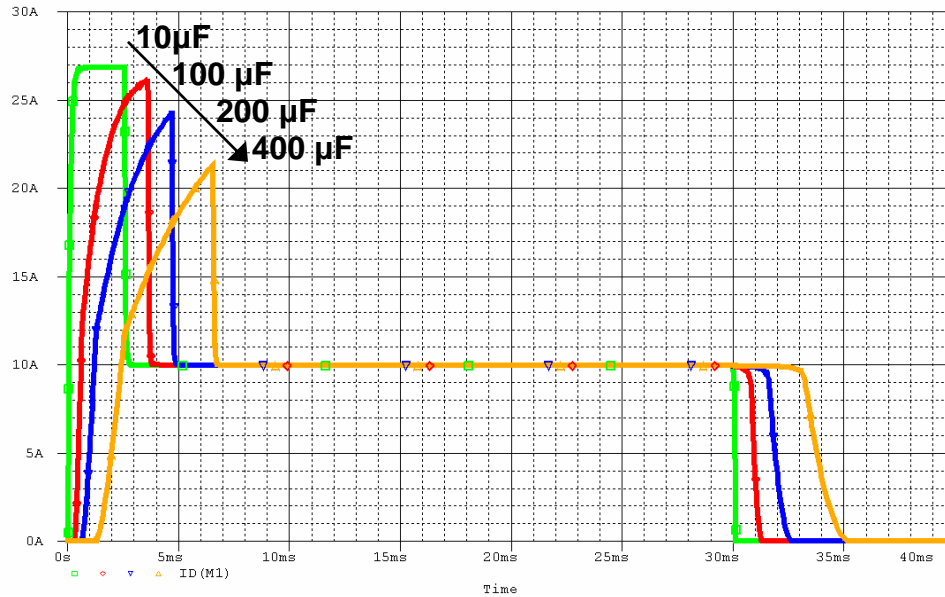
**Figura 31. Parametrización de la resistencia de base**

Además como se comentó al inicio de esta solución, ahora se puede comprobar como cuanto más horizontal es la corriente, mas tiempo dura el pico de corriente antes de bajar y estabilizarse en 10A, debido a que aunque se tumba la corriente, el condensador necesita la misma energía para cargarse a 270V entre sus bornes, y está energía viene dada por el área bajo la curva intensidad-tiempo durante el pico de corriente.

### 3.2.2.2 Parametrización del condensador puerta-fuente del MOSFET

El siguiente punto que se analizará es como depende este circuito del condensador C1 situado entre la puerta y la fuente del SSPC. Para ello, igual que en el caso anterior se realizará una parametrización de C1, desde  $C1=10\mu\text{F}$  hasta  $C1=400\mu\text{F}$ , con una  $R4$  constante e igual a  $500\Omega$ , obteniéndose la siguiente simulación representada en Figura 32.

Con esta simulación se puede concluir que a mayor  $C1$ , mayor es el tiempo de carga y descarga, ya que la constante de tiempo aumenta, pero además a mayor  $C1$ , el pico de corriente es menor, esto se debe a que la carga capacitiva tiene más tiempo para cargarse a 270V, y de acuerdo con la ecuación (8), la intensidad será menor.



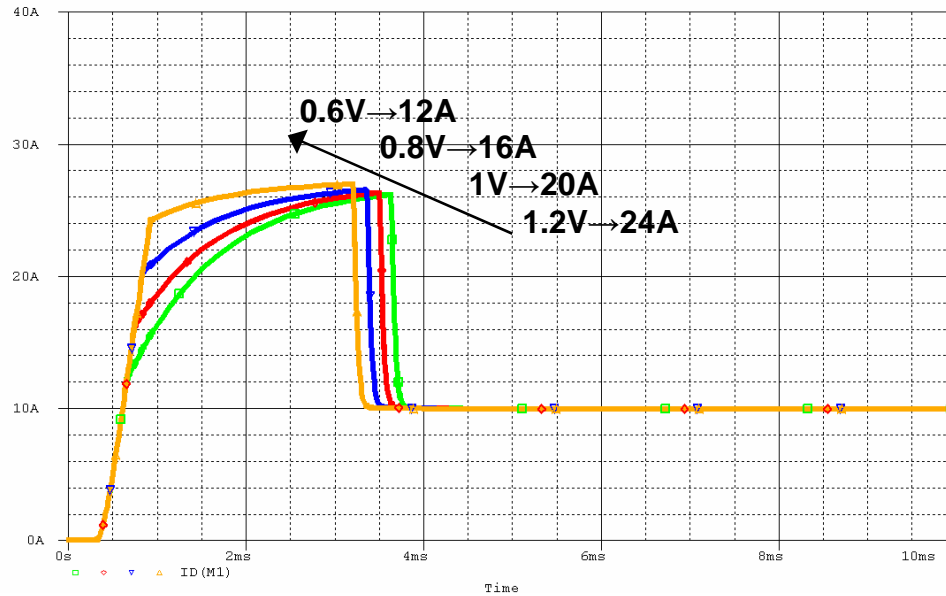
**Figura 32. Parametrización del condensador puerta-fuente**

Por otra parte, en la simulación a 10  $\mu\text{F}$  se puede observar como la corriente se hace totalmente horizontal al llegar a 27A. Esto es debido a que, como ya se explicó anteriormente, al hacer circular por el transistor Q1 una corriente constante, se tiene que la máxima tensión que se puede alcanzar entre puerta y fuente es  $V_{GS} = V_1 - I_{C(Q1)} \cdot R_1$ , ecuación (10). Por ello, esta solución tiene dos mejoras, la primera es que reduciendo la pendiente de la corriente a partir de un punto se puede conseguir un pico inicial de corriente menor, pero a cambio de un mayor tiempo de esta sobrecorriente, y la segunda es que el circuito no permite superar un nivel máximo de corriente.

### 3.2.2.3 Parametrización de la tensión de referencia

Una última parametrización interesante es como depende la corriente por la carga del valor de V4, que es el valor con el cual se indica a partir de cuando queremos empezar a tumbar la corriente.

Se puede ver en la Figura 33 como se empieza a tumbar la pendiente de la corriente en 12A, 16A, 20A y 24A, y a medida que aumenta el valor con el que empezamos a tumbar la pendiente de la corriente, la pendiente es menor. Esto se debe a que como la corriente por el condensador C1 es proporcional a  $(1 - e^{-t/\tau})$ , al quitarle a esta intensidad la corriente que pasa por el transistor al ser activado, cuanto más tiempo pase antes de activar el transistor, la corriente será menor y por ello el incremento de tensión entre puerta y fuente del SSPC será menor, por tanto también será menor el incremento de la intensidad por el SSPC.



**Figura 33. Parametrización de la tensión de referencia**

Como conclusión de esta parametrización, se puede destacar que a medida que la protección actúa a niveles más altos de corriente, la protección actúa más severamente tumbando más la pendiente.

**CONCLUSION 2:** Esta solución permitiría reducir la sobrecorriente producida durante la conexión de una carga capacitiva. Pero esta solución muestra distintos comportamientos de la corriente en función de cómo varíe la resistencia de base, el condensador puerta-fuente o incluso el límite en el cual se comienza a tumbar la pendiente de la corriente. Al ser tan dependiente de todos esos parámetros, es necesario encontrar una mejor solución.

### 3.2.3 Control Activo a Corriente Constante por el SSPC

La solución anterior, capítulo 3.2.2, se puede mejorar si la reducción de la pendiente de la corriente se lleva al límite y se hace completamente horizontal a partir de un valor de corriente.

Como se puede ver en la Figura 31, a menor resistencia de base, la pendiente es menor. Si esta resistencia se hiciera aún más pequeña, la pendiente sería horizontal. Esto es debido a que no se quitaría una parte de la corriente que circula por el condensador, sino toda ella, por ello el condensador no podría seguir cargándose. Recordar que la ecuación que rige el comportamiento del condensador es  $i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt}$ , ecuación (8), y por ello si la corriente por el condensador es cero, la tensión entre sus bornes  $V_{GS}$  no puede aumentar y como estamos en saturación, la corriente  $I_D$  tampoco puede aumentar. Entonces el MOSFET se quedaría saturado al nivel de corriente correspondiente hasta que el condensador C2 se cargara completamente, y entonces el MOSFET se situaría en zona óhmica.

Ahora bien, ¿qué pasaría si la resistencia de base fuera aún menor que la correspondiente para una pendiente cero? En este caso la corriente de base por el transistor Q1 sería mayor que la necesaria para una corriente constante, por lo que la corriente de colector también sería mayor. Esta corriente extra puede proceder de la resistencia R1, del condensador C1 o de ambas a la vez, cualquiera que sea la causa, produciría un aumento de la tensión en el nodo al que están conectados R1, C1 y drenador de Q1, por lo que disminuiría la tensión entre bornes de C1 ( $V_{GS}$ ), provocando una menor corriente por  $I_D$ . Al disminuir la corriente  $I_D$ , la protección dejaría de actuar y el sistema evolucionaría para aumentar la corriente  $I_D$ , ya que el condensador de la carga C2 no está cargado todavía, esto provocaría a su vez que saltara de nuevo la protección. Es por ello por lo que finalmente se quedaría el sistema continuamente en la corriente  $I_D$  con la que se quiere que salte la protección.

En otras palabras, para unos valores de  $R_b$  por debajo de una dada, el sistema de protección se vuelve un sistema realimentado negativamente que provoca que la corriente se limite a un valor fijo. Con esta solución, nos aseguramos, con una  $R_b$  lo suficientemente baja, que bajo ninguna circunstancia la corriente pueda aumentar y quemar el circuito y además se obtiene la misma solución para distintas cargas o variaciones en distintos parámetros como los vistos anteriormente en el capítulo 3.2.2.

### 3.2.3.1 **Sobrecorrientes y cortocircuitos**

El sistema deberá diferenciar dos tipos sobrecorrientes, la primera debido a un cortocircuito franco, y la segunda debido a la conexión de una carga capacitiva.

En este segundo caso comenzará a circular la corriente por el SSPC hasta llegar a un límite, por ejemplo 15A, y a partir de entonces se limitará a ese valor la corriente. Como se puede tratar de un cortocircuito, si la corriente pasado un tiempo no se estabiliza en 10A sino que se queda en 15A continuamente, entonces el SSPC se cortará para no dañar al sistema aguas abajo. Pasado un tiempo se conectará de nuevo para ver si ha desaparecido el cortocircuito o por si se tratara de una carga capacitiva demasiado alta que no le ha dado tiempo a cargarse. Si en este segundo reenganche ocurre de nuevo lo mismo, se volverá a desconectar y conectarse una tercera vez y si ésta vez sigue ocurriendo lo mismo, el sistema detectará que finalmente se trata de un cortocircuito franco, y el SSPC entrará en un estado de “latch” donde la corriente por el SSPC dejará de circular hasta que se arregle el sistema y el dispositivo sea reiniciado.

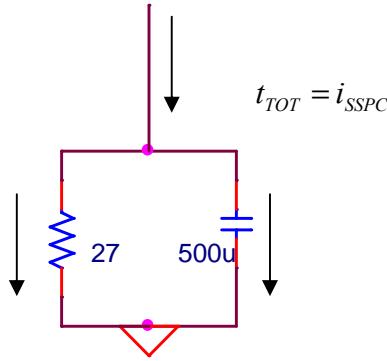
Hay que tener en cuenta que a mayor carga capacitiva, mayor será el tiempo que necesite para que se cargue. Existirán entonces cargas capacitivas que no serán capaces de cargarse en tres reenganches y que el SSPC los tratará por tanto igual que si se tratara de un cortocircuito. Es necesario por tanto delimitar como objetivo de diseño una carga capacitiva máxima para que el SSPC pueda funcionar.

A continuación se van a calcular los tiempos de conexión y corte del SSPC para que se pueda conectar una carga de 500 $\mu$ F como máximo con una resistencia en paralelo de 27 $\Omega$  para lograr una  $I_{NOMINAL}$  de 10A.

Esta carga se podrá cargar de dos maneras, en una única conexión o al cabo de tres reenganches.

#### 3.2.3.1.1 Conexión única

Según se puede ver en la Figura 34, la corriente que circula por el SSPC va a parar a una red RC en paralelo. Como el condensador no se puede cargar instantáneamente al valor final, ya que esto provocaría una corriente muy alta, y ésta está limitada a 15A, la corriente que empieza a circular por la resistencia será cero porque  $V_R = V_C$  y  $V_R = R \cdot i_R$ , y el condensador comienza descargado.



**Figura 34. Carga capacitiva**

Suponiendo despreciable el tiempo que tarda el SSPC desde que comienza a circular la corriente hasta que llega al límite de 15A, se va a calcular la intensidad que circula por el condensador en función del tiempo:

A partir de la ecuación (8) se obtiene:

$$dV_C = \frac{i_C \cdot dt}{C} \quad (15)$$

Además, como se puede ver en la Figura 34 la tensión en el condensador es la misma que en la resistencia, ya que ambas están colocadas en paralelo:

$$dV_C = dV_R \quad (16)$$

Y según la ley de Ohm:

$$dV_R = di_R \cdot R \quad (17)$$

Finalmente, la última ecuación necesaria para calcular la corriente por el condensador de la carga viene impuesta por la condición de que la corriente total esté limitada a 15A:

$$i_{TOT} = 15 = i_R + i_C \quad (18)$$

Si se despeja  $i_R$  de la ecuación (17) y se deriva, sustituyéndolo en la ecuación (16), ya se puede resolver la igualdad expresada en la ecuación (15):

$$\frac{i_C \cdot dt}{C} = -R \cdot di_C \quad (19)$$

Como se puede ver en la ecuación (18) se ha obtenido una ecuación diferencial homogénea de primer orden, que expresada de otra forma se tiene:

$$\frac{di_C}{dt} + \frac{i_C}{R \cdot C} = 0 \quad (20)$$

Cuya solución es:

$$i_C(t) = A \cdot e^{-t/RC} \quad (21)$$



Donde  $A$  es una constante que se calcula a partir de las condiciones iniciales, que como se ha explicado anteriormente  $i_R(0) = 0$ , por lo tanto  $i_C(0) = 15$

$$i_C(0) = A \cdot e^{-0/R \cdot C} = 15 = A \quad (22)$$

Finalmente, con la obtención de la constante  $A$ , se tiene que la corriente que circula por el condensador es:

$$i_C(t) = 15 \cdot e^{-t/R \cdot C} = 15 \cdot e^{-t/\tau} \quad (23)$$

Donde  $\tau$  es la constante de tiempo del sistema y es igual a:

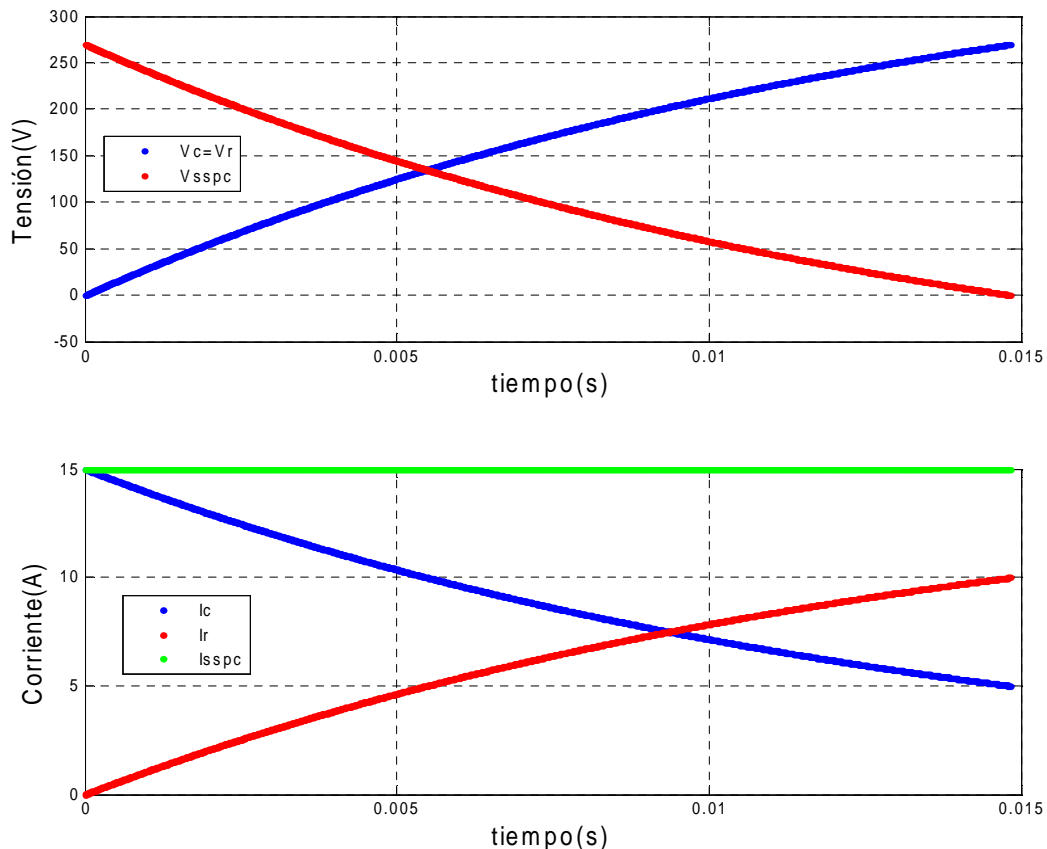
$$\tau = R \cdot C = 27 \cdot 500 \cdot 10^{-6} = 1.35 \cdot 10^{-2} s = 13.5ms \quad (24)$$

La limitación de corriente por el SSPC se mantendrá mientras el condensador no se cargue hasta 270V, o lo que es lo mismo hasta que la intensidad por la resistencia sea  $i_R = 270 / R = 270 / 27 = 10A$  e  $i_C = 15 - 10 = 5A$ , una vez ocurra esto, la corriente del SSPC bajará hasta 10A.

A partir de la formula hallada anteriormente en la ecuación (22) y despejando el tiempo  $t_1$  para el cual  $i_C(t_1) = 5$  tenemos que:

$$t_1 = -\tau \cdot \ln\left(\frac{i_C(t_1)}{15}\right) = -\tau \cdot \ln\left(\frac{5}{15}\right) = \tau \cdot \ln(3) = 1.35 \cdot 10^{-2} \cdot \ln(3) = 14.83ms \quad (25)$$

Por lo tanto, si queremos que un condensador de 500μF se pueda cargar en una sola conexión, necesitamos un tiempo de carga de  $t_1 = 14.83ms$ . En la Figura 35 se puede ver la tensión entre drenador y fuente del MOSFET y de la carga y las corrientes que circulan por el MOSFET, resistencia de la carga y condensador de la carga.



**Figura 35: Tensión y corrientes por el SSPC, R y C de la carga durante el encendido del SSPC con una corriente constante de 15A**

Para realizar la Figura 35, se ha realizado un programa en MATLAB llamado "SSPC15", en el que nos calcula el tiempo total de carga y nos realiza la figura anterior, ver Anexo B.

El programa nos dice el tiempo que se necesita mantener la corriente a 15A antes de que se cargue el condensador y baje a 10A

**Tabla 2: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPC15**

```
>> SSPC15
T =
14.8330e-003
```

Como se puede ver, este dato coincide con el que habíamos calculado, por lo tanto el programa realizado simula con bastante precisión el sistema real. En apartados sucesivos utilizaremos pequeñas modificaciones de este programa para calcular tiempos, valores de tensión o corriente y hallar figuras que simulen el circuito diseñado.

El programa anterior no resuelve la ecuación exponencial anterior, sino que lo hace mediante métodos numéricos a partir de las ecuaciones que rigen

el comportamiento de la carga expuestas anteriormente, y tomando incrementos de tiempo suficientemente pequeños ( $10^{-6} s$ ) va calculando el valor de las intensidades y tensiones de todos los puntos hasta que el condensador se carga completamente. Cuanto menor sea el incremento de tiempo, las graficas y valores obtenidos más parecidos serán a los reales. La elección del incremento de tiempo se ha elegido tal que sea lo suficientemente pequeño para que obtengamos unos resultados fiables y lo suficientemente grande para que el ordenador pueda resolverlo en un tiempo relativamente pequeño.

### 3.2.3.1.2 Tres reenganches

Mirando la Figura 34, ahora tenemos dos casos, el primero en el que el SSPC está conduciendo y la  $i_{TOT} = 15A$ , y el segundo en el que el SSPC está en corte y la  $i_{TOT} = 0A$

- Primera conexión

Para la primera conexión, las ecuaciones que rigen el comportamiento de la corriente y la tensión por la carga RC son las mismas que en el caso de la conexión única:

$$i_C(t) = i_C(0^+) \cdot e^{-t/\tau} \quad (26)$$

$$V_C(t) = V_R(t) = R \cdot (15 - i_C(0^+) \cdot e^{-t/\tau}) \quad (27)$$

Llamaremos  $t_C$  a los 3 tiempos de conexión y  $t_D$  a los 2 tiempos de la desconexión, quedando para la primera conexión:

$$i_C(t_C) = 15 \cdot e^{-t_C/\tau} \quad (28)$$

$$V_C(t_C) = R \cdot (15 - 15 \cdot e^{-t_C/\tau}) \quad (29)$$

- Primera desconexión

Para las desconexiones, las ecuaciones que rigen la corriente por el condensador son las mismas que para la desconexión, ya que ésta no depende de la  $i_{SSPC}$ , pero hay que tener en cuenta que la corriente inicial cambia.

En el punto donde empieza la desconexión, la corriente por el condensador cambia bruscamente ya que antes de la desconexión tenemos un valor  $i_C(t_C^-)$  y después de la desconexión  $i_C(0^+) = -15 + i_C(t_C^-)$  ya que en todo momento se cumple que  $V_C = V_R$  y en la conexión se tiene  $15 = i_R + i_C$  y en la desconexión  $0 = i_R + i_C$ .

Con esto las ecuaciones de corriente y tensión en el condensador para la desconexión son:

$$i_C(t) = i_C(0^+) \cdot e^{-t/\tau} \quad (30)$$

$$V_C(t) = V_R(t) = -R \cdot i_C(0^+) \cdot e^{-t/\tau} \quad (31)$$

Y al final de la primera desconexión tenemos:

$$i_C(t_D) = (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau} \quad (32)$$

- Segunda conexión

La condición de contorno en este punto por la misma razón explicada en la primera desconexión es:

$$i_C(t_D) = (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau} \quad (33)$$

Y por ello:

$$i_C(t_D) = (15 + (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) e^{-t_C/\tau} \quad (34)$$

- Segunda desconexión

Siguiendo el mismo razonamiento que en la primera desconexión:

$$i_C(t_D) = (-15 + (15 + (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau} \quad (35)$$

- Tercera conexión

$$i_C(t_D) = (15 + (-15 + (15 + (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) e^{-t_C/\tau} \quad (36)$$

Al final de la tercera conexión la corriente por el condensador debe ser igual a 5A para que éste se halle cargado completamente a 270V, por ello:

$$(15 + (-15 + (15 + (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) e^{-t_C/\tau} = 5 \quad (37)$$

Tenemos una ecuación y dos incógnitas  $t_C$  y  $t_D$ , vamos a calcular los tiempos  $t_C$  para varios casos de  $t_D$ .

Para un circuito RC con una constante de tiempo  $\tau$ , la red se descarga prácticamente (98%) en un tiempo de  $4 \cdot \tau$ . Entonces el tiempo de descarga tendrá que ser siempre menor a  $4\tau = 4 \cdot 13.5 \cdot 10^{-3} = 54ms$  para que no se descargue por completo.

- $t_D = \ln(2) \cdot \tau = 9.36ms$

$$(15 + (-15 + (15 + (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) e^{-t_C/\tau} = 5 \quad (38)$$

$$t_D = 9.36ms$$

$$t_{TOTAL} = 3 \cdot t_C + 2 \cdot t_D = 47.70ms \quad (39)$$

Para este caso, al finalizar el tiempo de descarga, el valor al que queda cargado el condensador es la mitad del que se había cargado al cabo de un tiempo  $t_C$ :

$$V_C(t) = V_{C_0} \cdot e^{-t/\tau} = V_{C_0} \cdot e^{-\ln(2) \cdot \tau / \tau} = V_{C_0} \cdot e^{\ln(1/2)} = 0.5 \cdot V_{C_0} \quad (40)$$

En la Figura 36 se puede ver la tensión y corrientes por el SSPC, condensador y resistencias de la carga durante las 3 cargas y las dos descargas, hasta que llega a 270V.

- $t_D = 2 \cdot \tau = 27ms$

$$(15 + (-15 + (15 + (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) e^{-t_C/\tau} = 5 \left\{ \begin{array}{l} t_C = 13.56ms \\ t_D = 27ms \end{array} \right. \quad (41)$$

$$t_{TOTAL} = 3 \cdot t_C + 2 \cdot t_D = 94.68ms \quad (42)$$

En la Figura 37 se puede ver la tensión y corrientes por el SSPC, condensador y resistencias de la carga durante las 3 cargas y las dos descargas, hasta que llega a 270V.

- $t_D = \tau = 13.5ms$

$$(15 + (-15 + (15 + (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) e^{-t_C/\tau} = 5 \left\{ \begin{array}{l} t_C = 11.13ms \\ t_D = 13.5ms \end{array} \right. \quad (43)$$

$$t_{TOTAL} = 3 \cdot t_C + 2 \cdot t_D = 60.39ms \quad (44)$$

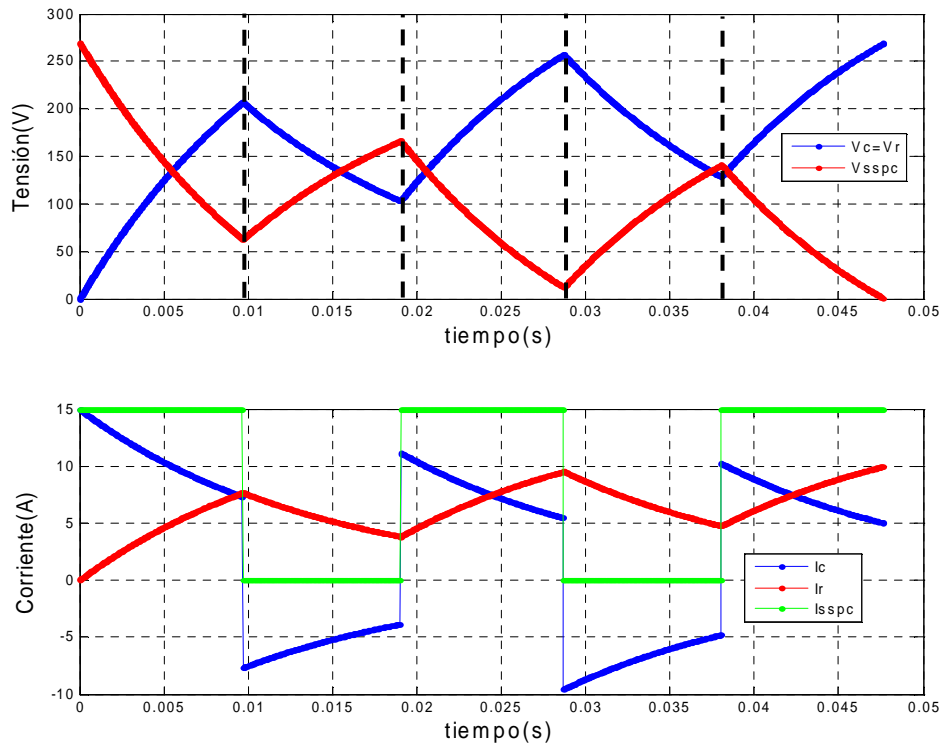
$$(45)$$

- $t_D = t_C$

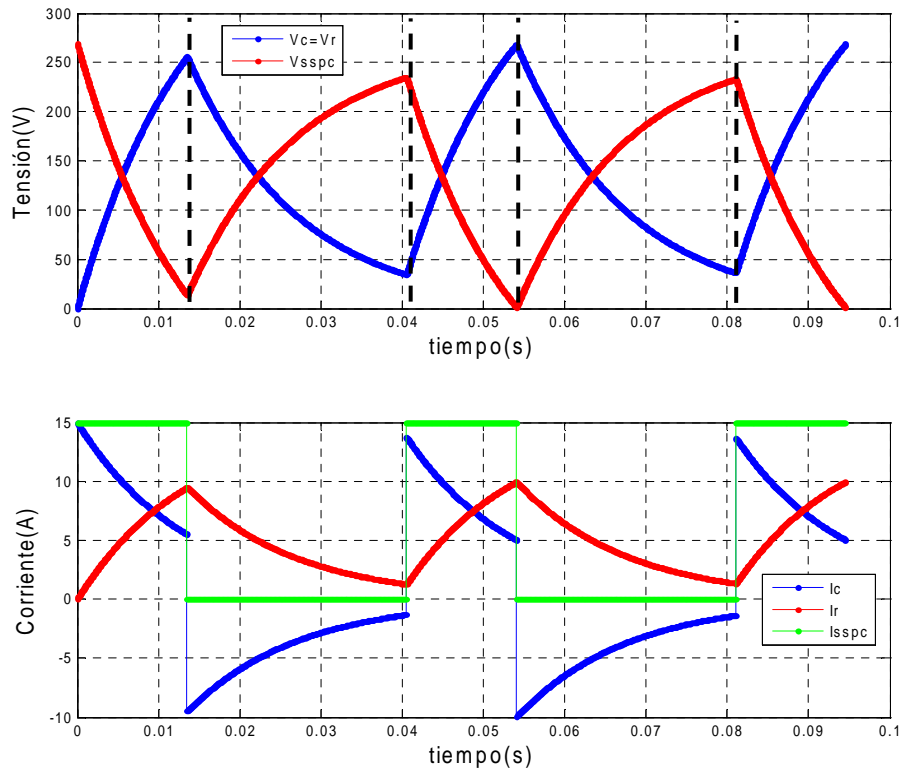
$$(15 + (-15 + (15 + (-15 + (15) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) \cdot e^{-t_C/\tau}) \cdot e^{-t_D/\tau}) e^{-t_C/\tau} = 5 \left\{ \begin{array}{l} t_C = 9.87ms \\ t_D = 13.5ms \end{array} \right. \quad (46)$$

$$t_{TOTAL} = 3 \cdot t_C + 2 \cdot t_D = 49.35ms \quad (47)$$

Para este último caso los tiempos de carga y descarga coinciden



**Figura 36:** Tensión y corrientes por el SSPC, R y C de la carga durante los tres reenganches para  $t_D = 9.36ms$



**Figura 37:** Tensión y corrientes por el SSPC, R y C de la carga durante los tres reenganches para  $t_D = 27ms$

Para realizar las figuras anteriores, Figura 36 y Figura 37, se ha realizado un programa en MATLAB llamado “SSPCreenganches”, que es una modificación de “SSPC15”, que en función de los parámetros de entrada (tiempos de carga y descarga) anteriormente calculados nos dibuja la tensión en el SSPC y el condensador y resistencia, y también la corriente por cada uno de estos componentes.

### 3.2.3.2 Problemas

En este punto ya se puede elegir el MOSFET definitivo que se utilizará en el circuito final. Los requisitos que tiene que tener éste son:

- Tensiones a soportar entre  $V_{DS}$  mayores de 300V y entre  $V_{GS}$  mayores de 15V
- Corrientes mayores a 20A.
- Muy baja resistencia  $R_{DS(ON)}$
- Alta disipación de potencia

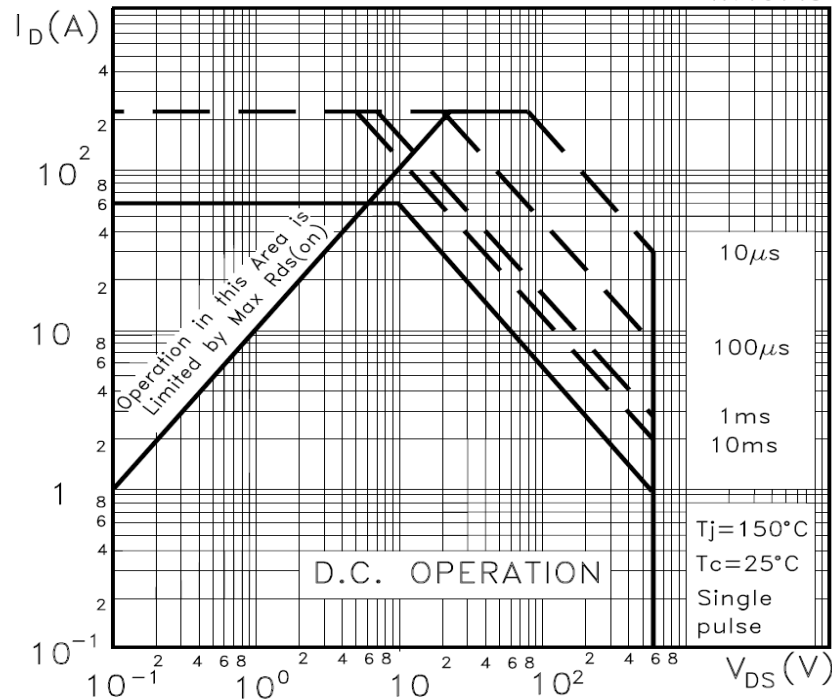
Con estas características, el MOSFET de potencia elegido que reúne todas estas características, y el mejor encontrado es el STY60NM50 ver Anexo D.

Analizando el STY60NM50, y cualquier MOSFET de potencia que se pueda encontrar en el mercado, la solución que se ha calculado hasta ahora, que podría ser una buena solución, no es viable, ya que yendo a la datasheet del STY60NM50, y mirando en la gráfica de la zona de operación segura o safe operating area (SOA) Figura 38, se puede ver como en caso de cortocircuito el MOSFET se encuentra siempre fuera del SOA, y solo podría mantenerse en esos valores durante unos 100 microsegundos.

Además no solo se sitúa el MOSFET fuera del SOA durante el cortocircuito, sino que al circular 15A constantemente durante el encendido del SSPC con carga capacitiva, no se entra en el SOA hasta que la caída entre drenador y fuente del MOSFET sea menor de 40V.

Otras posibles soluciones basadas en el control activo de la corriente constatare por el SSPC serían:

- Poner 7 o más MOSFET en paralelo, ya que así a 270V podrían circular 15.6A sin salirse del SOA, y no 2.2A como en este caso.
- Hacer “n” reenganches a 2.2A hasta que  $V_c$  se cargue a su valor final de 270V.
- También se puede hacer 3 únicos reenganches a 2.2A, pero esto implicaría tiempos muy grandes en cada reenganche.



**Figura 38: Área de Operación Segura (SOA) del MOSFET STY60NM50**

Tampoco se puede poner un disipador que consiga disipar toda la potencia que disipa el MOSFET durante el encendido del SSPC o durante un cortocircuito, por dos razones, la primera es debida a la gran cantidad de potencia disipada  $P = V \cdot I = 270 \cdot 15 = 4050W$ , y la segunda debido a que el tiempo que tarda un disipador en evacuar el calor se sitúa entre 1 y 10 segundos [Barrado07], por ello los disipadores solo tienen sentido para el régimen permanente y no para el transitorio. Por estas razones y debido a que los tiempos en los que se estaba permitiendo un posible cortocircuito eran del orden de los 10ms, esta solución no sirve para los requerimientos de nuestro SSPC.

Por otro lado, en el capítulo del Estado de la Técnica, se explicaba que había implementadas algunas soluciones en las que esta solución funcionaba. En [Komatsu07] se presentan varios SSPC en las que se limita la corriente de esta manera. El hecho de que esto sea posible es debido a los niveles de tensión y corrientes utilizados por estos SSPC, en los que la corriente nominal es de 1.5A, la tensión aplicada es de 50V<sub>CC</sub> y el valor en el que se aplica la limitación de corriente es de 3A. Según el área de operación segura presentada en la Figura 38, con estos valores, el MOSFET se mantiene siempre dentro de la zona de operación segura.

**CONCLUSIÓN 3:** Esta solución solo es factible para tensiones y corrientes menores de las requeridas en este PFC, como las presentadas en [Komatsu07], mediante la utilización de más de 7 MOSFET en paralelo, con la consecuente complicación de control del MOSFET, o utilizando el límite de corriente a para niveles de 2.2A hasta que se cargue totalmente el condensador de la carga. Es necesario por ello otra técnica que permita conectar este tipo de cargas sin salirse del área de operación segura.



### 3.2.4 Control Activo a Derivada Constante de la Corriente por el SSPC

De acuerdo con el SOA, Figura 38, se puede ver cómo según va disminuyendo la  $V_{DS}$ , la corriente  $I_D$  máxima que permite mantener el MOSFET dentro del SOA va aumentando. Por ello la nueva solución que se va a abordar consiste en ir aumentando la corriente gradualmente, manteniendo constante la derivada de la corriente por el SSPC, pero de modo que nunca se salga del SOA. Para ello se calculará la máxima pendiente de la corriente que permite cargar el condensador conectado a la carga sin sobrepasar los límites de la SOA, consiguiendo así la solución mas óptima, debido a que será la que menor tiempo necesite hasta la carga del condensador a 270V.

Una vez analizado el sistema y calculada la pendiente que se programará al microcontrolador, la implementación se hará de la siguiente manera: se medirá continuamente la corriente que pasa por el SSPC, que inicialmente será cero, y mediante la programación de los timers del microcontrolador, se ira aumentando la tensión  $V_{gs}$ , de forma que se consiga la corriente necesaria en cada momento. Como la pendiente o derivada de la corriente es constante, en cada interrupcion del timer, el incremento de corriente que se permitirá será el mismo. De esta manera, según el incremento programado se podrá elegir que pendiente se quiere, y la  $V_{gs}$  se irá aumentando progresivamente hasta su valor máximo de 12V. Cuando el condensador se queda cargado a 270V, el sistema de manera natural, se estabiliza en la corriente nominal de 10A, debido a que el condensador actúa a partir de entonces como un circuito abierto, independientemente de que se siga aumentando  $V_{gs}$  hasta 12V.

A continuación se plantearán las ecuaciones que rigen el comportamiento de una carga RC en paralelo en el caso de que se cargue manteniendo la pendiente de la corriente constante sin que se supere en ningún caso el área de operación segura del MOSFET.

Al ser el mismo sistema que en el apartado anterior en el que se analizó la situación de mantener la corriente constante, las ecuaciones que rigen el comportamiento del sistema son las mismas, ver ecuaciones (15), (16) y (17). Pero la ecuación (18) que indicaba que la suma de las corrientes por la carga y el condensador era siempre constante cambia por la siguiente:

$$i_R + i_C = \text{pend} \cdot t \quad (48)$$

Donde “pend” representa la pendiente en A/s. Derivando esta última ecuación en función del tiempo, despejando  $di_R$  y sustituyéndolo en (17), se puede resolver el sistema de ecuaciones (15), (16) y (17), obteniendo la siguiente igualdad:

$$\frac{i_C \cdot dt}{C} = -R \cdot di_C + \text{pend} \cdot R \cdot dt \quad (49)$$

Esta igualdad es una ecuación diferencial no homogénea de primer orden, que expresada de otra forma queda:

$$\frac{di_C}{dt} + \frac{i_C}{R \cdot C} = pend \quad (50)$$

La solución de esta ecuación diferencial de primer orden será la suma de la solución a la ecuación homogénea más la solución particular:

$$i_C(t) = i_{C_H}(t) + i_{C_P}(t) \quad (51)$$

La solución a la ecuación homogénea es la misma que la hallada anteriormente en la ecuación (20). La ecuación particular hay que buscarla de tipo constante, siendo esta:

$$i_{C_P}(t) = pend \cdot R \cdot C = pend \cdot \tau \quad (52)$$

Y la solución a la ecuación diferencial no homogénea queda:

$$i_C(t) = A \cdot e^{-t/\tau} + pend \cdot \tau \quad (53)$$

Para calcular las condiciones de contorno hay que darse cuenta de que al ir incrementando gradualmente la corriente de manera constante con el tiempo, la corriente total empieza siendo cero, y con ello la corriente por el condensador y la resistencia de la carga también será cero:

$$i_C(0) = 0 \quad (54)$$

Sustituyendo la condición de contorno en la ecuación (53) se obtiene la ecuación que rige la corriente por el condensador:

$$i_C(t) = pend \cdot \tau (-e^{-t/\tau} + 1) \quad (55)$$

El siguiente paso es calcular cual es la pendiente máxima que permite al MOSFET o MOSFETs mantenerse dentro del área de operación segura (SOA). Para ello hay que calcular la potencia en el MOSFET durante el encendido e imponer que la potencia máxima nunca supere la máxima del componente.

En primer lugar se va a proceder al cálculo del límite superior derecho del SOA, que es el que impone el límite máximo de potencia. Mirando la Figura 38, vamos a calcular la ecuación de la recta mediante el método punto-pendiente, y teniendo en cuenta que los ejes de abscisas y ordenadas están en escala logarítmica decimal.

La ecuación de la recta punto-pendiente es la siguiente:

$$y - y_0 = \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} \cdot (x - x_0) \quad (56)$$

Que en escalas logarítmicas pasa a ser:

$$\log y - \log y_0 = \frac{\log y_1 - \log y_0}{\log x_1 - \log x_0} \cdot (\log x - \log x_0) \Rightarrow \quad (57)$$

$$\Rightarrow \log I_D - \log I_0 = \frac{\log I_1 - \log I_0}{\log V_{DS} - \log V_0} \cdot (\log V_{DS} - \log V_0) \quad (58)$$

Tomando dos puntos de la recta, por ejemplo:  $(V_0, I_0) = (10, 60)$  y  $(V_1, I_1) = (600, 1)$ , se tiene que:

$$\log I_D - \log 60 = \frac{\log 1 - \log 60}{\log 600 - \log 10} \cdot (\log V_{DS} - \log 10) = \frac{-\log 60}{\log \frac{600}{10}} \cdot (\log V_{DS} - \log 10) = \quad (59)$$

$$= -(\log V_{DS} - \log 10) \Rightarrow \log I_D = \log 10 + \log 60 - \log V_{DS} = \log 600 - \log V_{DS} = \log \frac{600}{V_{DS}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \log I_D = \log \frac{600}{V_{DS}} \Rightarrow I_D = \frac{600}{V_{DS}} \Rightarrow I_D \cdot V_{DS} = P_{MOSFET} = 600W \quad (60)$$

La recta oblicua que nos limita la SOA por la derecha corresponde a una curva de potencia máxima constante e igual a 600W. Mirando en los valores máximos de la datasheet, se puede ver que el valor máximo de la potencia es 560W. Como este valor es más restrictivo que el calculado anteriormente, es el que utilizaremos en cálculos sucesivos.

A continuación se calculará la corriente y tensión por el MOSFET, para calcular la potencia disipada:

$$i_{D_{MOSFET}}(t) = i_C(t) + i_R(t) = pend \cdot t \quad (61)$$

$$V_{DS_{MOSFET}}(t) = 270 - R \cdot i_R(t) = 270 - R \cdot pend \cdot \left( t - \tau(-e^{-t/\tau} + 1) \right) \quad (62)$$

$$P_{MOSFET}(t) = i_{D_{MOSFET}}(t) \cdot V_{DS_{MOSFET}}(t) = pend \cdot t \cdot \left( 270 - R \cdot pend \cdot \left( t - \tau(-e^{-t/\tau} + 1) \right) \right) \quad (63)$$

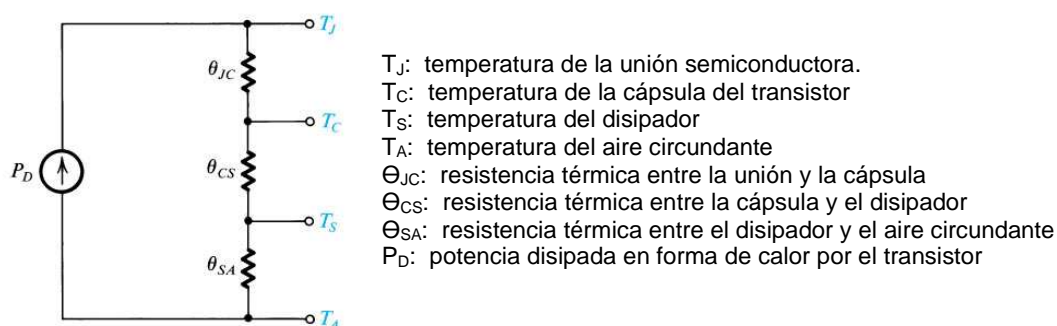
Para obtener la pendiente ("pend") hay que imponer el que la potencia máxima sea menor a 560W, y para ello hay que derivar  $P_{MOSFET}(t)$  e igualar a cero para obtener el tiempo en el que la potencia es máxima e imponer que la potencia en el tiempo hallado sea menor a 560W. Como la ecuación (63) tiene términos  $t$ ,  $t^2$  y  $t \cdot e^{-t/\tau}$ , no se va a poder despejar analíticamente el tiempo, con lo que no se podrá calcular analíticamente la pendiente máxima para cargar el condensador sin salirse del área de operación segura (SOA).

Para ello se ha programado en MATLAB, ver Anexo B, una función que a partir de una derivada bastante alta (3000 A/s) se va comprobando continuamente que el MOSFET no se salga de su SOA hasta que el MOSFET llegue a saturación. Si en algún momento se supera el límite del SOA, se decrementa en 1A/s la pendiente y se empieza de nuevo. Este programa es una modificación del programa "SSPC15" utilizado anteriormente.

También hay que tener en cuenta que es posible que el límite de potencia sea tan restrictivo que no sea posible cargar la carga capacitiva para ninguna pendiente de la corriente por el SSPC. Si esto ocurriese, nos podemos aprovechar de la habilidad de los MOSFET de potencia de ponerse en paralelo para compartir la corriente que pasará por la carga, y así reducir la potencia disipada y reducir la  $R_{DS(ON)}$  global. [Friedman92].

Además, se calculará si hace falta poner disipadores a los MOSFETs o no, a partir de la potencia disipada de cada MOSFET cuando se ha cargado la carga, sabiendo que la resistencia térmica de la unión al ambiente si no se pone disipador es de  $30^{\circ}\text{C/W}$ , la resistencia térmica a 50 grados se incrementa un 25%, y en caso de que haga falta un disipador, se calculará la resistencia térmica mínima necesaria para que la unión no alcance  $150^{\circ}\text{C}$ . Esta resistencia térmica del disipador se calculará sabiendo que la resistencia térmica de la unión a la cápsula es  $R_{th(j-c)} = 0.22^{\circ}\text{C/W}$  y la resistencia térmica de la cápsula al disipador  $R_{th(c-d)} = 0.6^{\circ}\text{C/W}$ , y que el circuito térmico equivalente es el que se muestra en la Figura 39 [Sedra04]. Todos estos datos se pueden ver en la datasheet del MOSFET (STY60NM50) que se encuentra en el Anexo D, excepto la resistencia  $R_{th(c-d)}$  que es el valor de una mica comercial.

Este cálculo de los disipadores, será solo válido para el MOSFET en conducción, es decir, suponiendo que el tiempo que dura la transición OFF-ON es despreciable frente al tiempo en conducción ON. Pero también hay que tener en cuenta que el pulso inicial de potencia puede elevar mucho la temperatura de la cápsula, y al partir de una temperatura mayor, es posible que si hagan falta disipadores aunque en este primer cálculo no se necesiten en estática. Además esto limitará la frecuencia máxima entre dos encendidos consecutivos. Esto se analizara más en profundidad en sucesivos apartados



**Figura 39: Símil eléctrico del comportamiento térmico del disipador**

Por último se calculará, a partir de la energía total disipada, el tiempo equivalente que tendría la base de una onda cuadrada, con la misma energía disipada y cuyo valor máximo de la potencia es la potencia máxima alcanzada. Esto nos servirá más adelante para calcular la temperatura que alcanza la unión de los MOSFETs durante el transitorio y así ver si se queman o aguantan.

El programa que calcula todo esto se llama “SSPCSOA” y tiene cuatro argumentos de entrada:

- Primero: el número de MOSFETs en paralelo que se pondrán el circuito final.
- Segundo: Tensión a la que se conectará el SSPC. Esto será útil más adelante cuando se hagan las pruebas al prototipo, ya que las primeras pruebas se harán a una tensión menor de  $270V_{CC}$ .
- Tercero: Valor de la resistencia de la carga, en Ohmios.
- Cuarto: Valor del condensador de la carga, en Faradios.

Probando primero con 1 MOSFET, MATLAB nos da el siguiente mensaje de error:

**Tabla 3: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPCSOA(1, 270, 27, 500e-6)**

```
>> SSPCSOA(1, 270, 27, 500e-6)
??? Error using ==> SSPCSOA at 69
'No es posible conectarse a la carga manteniendo los MOSFETs dentro
de la SOA'
```

¿Por qué no es posible conectarse a la carga manteniendo los MOSFETs dentro de la SOA aunque la velocidad de crecimiento de la corriente sea muy pequeña (1A/s)?

La razón es debida a que con un solo MOSFET la potencia máxima de 560W que puede soportar el dispositivo, es superada siempre que se conecte cualquier carga. En la mejor condición de carga ésta será resistiva pura, en este caso la tensión en el MOSFET es  $270 - V_R(t)$ , donde  $V_R$  es proporcional a la corriente según la ley de Ohm. La potencia del MOSFET para carga resistiva ( $27\Omega$ ) será:

$$P_{MOSFET} = V_{DS} \cdot I_D = (270 - V_R) \cdot I_D = (270 - R \cdot I_R) \cdot I_R = 270 \cdot I_R - R \cdot I_R^2 \quad (64)$$

Calculando el máximo de la potencia a partir de la derivada, se tiene que:

$$dP_{MOSFET}/dI_R = 270 - 2 \cdot R \cdot I_R = 0 \Rightarrow I_R = 270/2 \cdot R = 270/2 \cdot 27 = 5A \quad (65)$$

$$P_{MOSFET \max} = 270 \cdot I_R - R \cdot I_R^2 = 270 \cdot 5 - 27 \cdot 5^2 = 675W \quad (66)$$

Independientemente de la manera que se cargue la resistencia, la potencia máxima siempre es 675W. Hay que tener en cuenta que el límite de la SOA impuesto por la restricción de potencia disipada máxima no es único. Éste varía a partir de un valor estacionario, en función del tiempo que se quiera sobrepasar, aunque en los cálculos hechos en MATLAB se ha supuesto que el límite de 560W es fijo.

Hay una posibilidad de poder utilizar el SSPC diseñado con un solo MOSFET. Si nos fijamos en la Figura 38, se puede ver en la SOA que se puede sobrepasar el límite de 560W hasta prácticamente 1200W siempre que dure menos de 10ms. Por esta razón si la carga del condensador dura menos de 10ms se podría usar solamente un MOSFET. Como se verá en la siguiente solución con 2 MOSFET en paralelo, el tiempo de carga para un condensador de  $C=500\mu\text{F}$  y una resistencia en paralelo de  $R=27\Omega$  es de más de 10ms, por tanto con un solo MOSFET nunca se podrá cargar el condensador.

Para una carga resistiva pura si se podría usar esta solución, puesto que no es necesario controlar el tiempo de conmutación OFF-ON, y aunque se disipen 675W, la conmutación duraría del orden de 1ms o menos, en función de la constante de tiempo del condensador situado entre drenador y fuente, y entonces no se superaría la SOA.

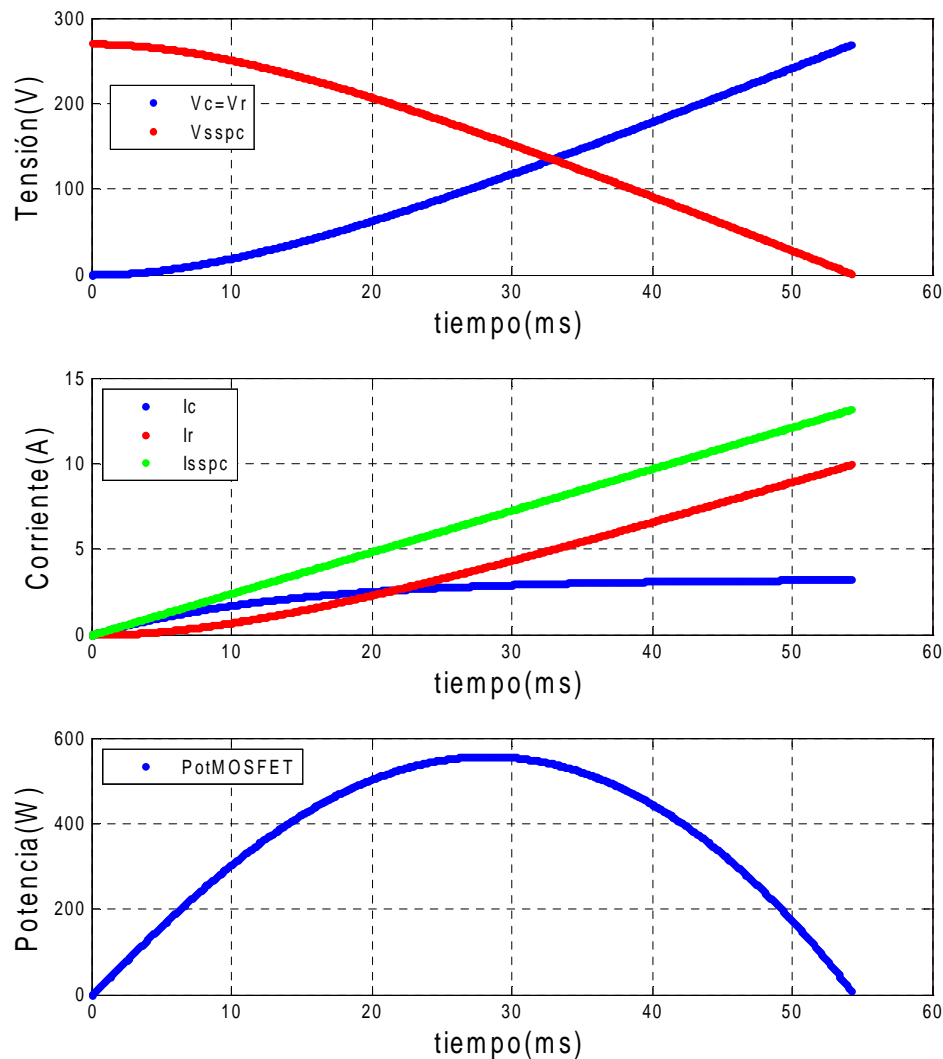
La conclusión de este análisis es que no es posible con la tecnología de semiconductores de Silicio actual implementar un SSPC con un único MOSFET para conectar altas cargas capacitivas con corrientes nominales mayores de 2A. Para conectar cargas resistivas puras sí se puede, siempre que el tiempo de conmutación entre corte y óhmica sea de menos de 10ms.

Siguiendo el razonamiento anterior, con 2 MOSFETs ocurriría que la corriente se dividiría entre dos y la tensión variaría de la misma manera, con lo que la potencia máxima de cada MOSFET cuando se conecta una carga resistiva es de  $270/2 \cdot 10/2/2 = 337.5\text{W}$  que es menor del límite de 560W por MOSFET. Con ésta solución se podrá conectar una carga capacitiva del valor requerido siempre que la velocidad de crecimiento de la intensidad sea lo suficientemente baja y que el MOSFET aguante la potencia disipada

Veamos lo que ocurre con 2 MOSFET en paralelo:

**Tabla 4: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPCSOA(2, 270, 27, 500e-6)**

```
>> SSPCSOA(1, 270, 27, 500e-6)
pendientemax =
    243.0000e+000
isspcmax =
    13.1949e+000
T =
    53.3000e-003
pmosfeton =
    1.4062e+000
ptoton =
    2.8125e+000
No se necesita disipadores
tiempopulso =
    35.7252e-003
potmax =
    557.3585e+000
```



**Figura 40: Tensión, Corriente y Potencia con 2 MOSFET en paralelo y derivada de la corriente constante**

Como se puede ver, la pendiente máxima que puede pasar por el SSPC (suma de las corrientes de los dos MOSFET en paralelo) es de 243A/s. Con esta pendiente se llega a un máximo de 13.17A antes de que la corriente pueda disminuir a la nominal, con un tiempo de 54.2ms.

A mayor número de MOSFETs en paralelo, mayores pendientes se podrán conseguir, a la vez que mayores picos de corriente y menores tiempos.

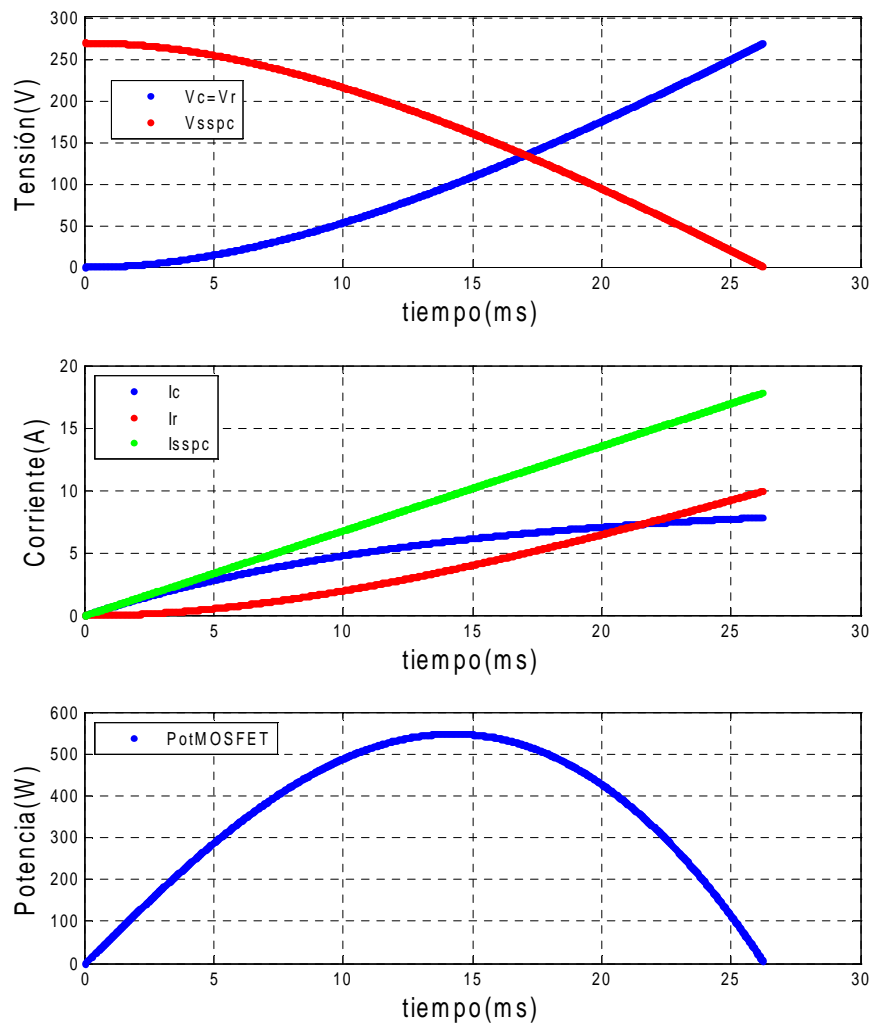
Las figuras realizadas en MATLAB solo muestran la evolución de las tensiones, corrientes y potencias hasta que los bornes de la carga alcanzan la tensión de 270V. A partir de ese punto, al estar totalmente cargado el condensador de la carga, éste actúa como un circuito abierto y la corriente por el condensador se hace cero, y la corriente total por el MOSFET y la resistencia de la carga se estabilizan de manera natural en 10A.

Veamos qué ocurre si se pusiesen 3 MOSFETs en paralelo:



**Tabla 5: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPCSOA(3, 270, 27, 500e-6)**

```
>> SSPCSOA(3, 270, 27, 500e-6)
pendientemax =
680.0000e+000
isspcmax =
17.8636e+000
T =
26.2700e-003
pmosfeton =
625.0000e-003
ptoton =
1.8750e+000
No se necesita disipadores
tiempopulso =
17.1665e-003
potmax =
549.1293e+000
```



**Figura 41: Tensión, Corriente y Potencia con 3 MOSFET en paralelo y derivada de la corriente constante**



La pendiente máxima que puede pasar por el SSPC en el caso de 3 MOSFETs en paralelo es de 680A/s. Con esta pendiente se llega a un máximo de 17.8432A antes de que la corriente pueda disminuir a la nominal, con un tiempo de 26.2ms.

#### 3.2.4.1 Desequilibrio de la corriente

Un problema que puede surgir hasta que se alcanza la corriente nominal, es que en los primeros momentos, la intensidad puede que no se reparta igual entre todos los MOSFETs, ya que estos presentan una pequeña tolerancia respecto de sus valores medios, y la curva  $I_D$ - $V_{GS}$  real puede variar entre varios MOSFETs iguales. Además si se utiliza el mismo driver para dar la señal  $V_{GS}$  a todos los MOSFETs en paralelo, al MOSFET más lejano al driver le llegará una menor tensión debido a las pérdidas que se producen en las pistas de la PCB, por ello al diseñar la PCB será necesario hacer estas pistas lo más anchas posible para reducir estas pérdidas y que todos los MOSFETs se comporten igual. Por todo esto, puede que la mayor parte de la intensidad se vaya por un único MOSFET. Esto limita aún más el diseño, ya que si esto ocurre se pueden romper los MOSFETs.

No solamente se puede producir un desequilibrio de la corriente por los distintos MOSFETs, sino que un mal diseño o control podría producir que la mayoría de la corriente o toda se fuera por un solo MOSFET, de manera que la actuación de éste se saliera de la envolvente impuesta por su SOA y se rompiera el dispositivo. A su vez esto provocaría que al siguiente MOSFET le ocurra lo mismo, de tal manera que todos los MOSFETs del diseño se irían rompiendo en cadena.

Este desequilibrio de la corriente solo puede ocurrir inicialmente, ya que los MOSFETs tienen característica conocida como coeficiente negativo de temperatura, que consiste en que cuanto más se calienta el dispositivo peor conduce. Es decir, si debido a que los MOSFETs no son iguales, uno condujese más que otro, esto haría subir más la temperatura de la cápsula en éste, y bajaría la corriente en ese MOSFET, permitiendo subir la corriente en el otro. De esta forma la corriente entre varios MOSFETs en paralelo se equilibra entre todos y no hace falta ecualizarlos. Una forma de ver esto es en la grafica "Static Drain-source On Resistance" de la datasheet del STY60NM50, donde se puede ver que a mayor  $I_D$ , mayor es también la resistencia  $R_{DS(ON)}$ .

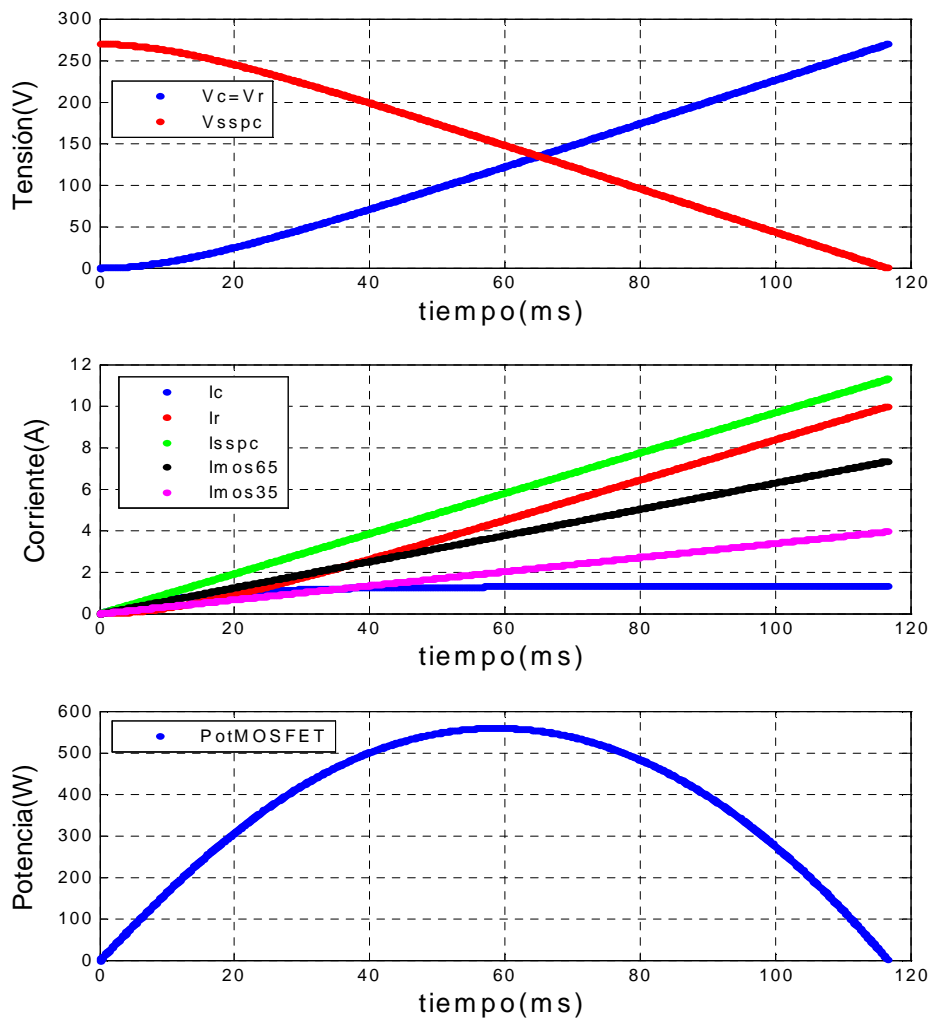
En el caso de 2 MOSFETs en paralelo, se sabe por experiencia que en el caso peor, podrían a llegar a repartirse las corrientes en un 65% en uno y un 35% en el otro. Se va a calcular la pendiente máxima, tiempos y potencias igual que en los casos anteriores (50%-50% de  $I_{SSPC}$ ).

El programa realizado en MATLAB, ver Anexo B, para calcularlo se llama SSPCSOA65\_35 y es una pequeña modificación de SSPCSOA, en el que solamente se tiene en cuenta el caso de una tensión de  $270V_{CC}$ , una resistencia de 27 Ohmios y un condensador en paralelo de 500  $\mu F$ :

Al ejecutarlo obtenemos lo siguiente:

**Tabla 6: Resultado en MATLAB al ejecutar: SSPCSOA65\_35**

```
>> SSPCSOA65_35()
pendientemax =
    97.0000e+000
isspcmax =
    11.3005e+000
T =
    116.5000e-003
ptoton =
    2.8125e+000
pmosfeton =
    1.4062e+000
No se necesita disipadores
tiempopulso =
    77.2436e-003
potmax =
    559.4926e+000
```



**Figura 42: Tensión, Corriente y Potencia con 2 MOSFET en paralelo y derivada de la corriente constante, con desequilibrio de corriente (65-35%)**

Como se puede observar, los datos varían notablemente, comparados con el caso en el que la corriente se reparte por igual entre los 2 MOSFETs.

En la siguiente tabla se muestran los valores hallados por el programa anterior para varios MOSFETs en paralelo, y para 2 MOSFETs con la corriente descompensada. Ver Tabla 7.

**Tabla 7: Valores de pendiente, corriente, tiempo y potencias para distintos números de MOSFETs en paralelo**

MOSFETs	2 65-35%	2 50-50%	3	4	5
<b>Pendiente máxima [A/s]</b>	97	243	680	1282	2050
<b>I<sub>SSPC</sub> max [A]</b>	11.3	13.19	17.86	22.61	27.37
<b>Tiempo [ms]</b>	116.5	54.3	26.3	17.64	13.35
<b>P<sub>ON</sub> total [W]</b>	2.81	2.81	1.87	1.41	1.12
<b>P<sub>ON</sub> MOSFET [mW]</b>	1406	1406	625	352	225

Según se puede ver en la Tabla 7, a mayor número de MOSFETs en paralelo, la pendiente máxima aumenta, y el tiempo de carga de la carga RC disminuye. Pero aunque disminuye el tiempo, como la pendiente aumenta mucho, también aumenta el valor máximo de la corriente por la carga. Además disminuye la potencia total disipada y por ello también la de cada MOSFET.

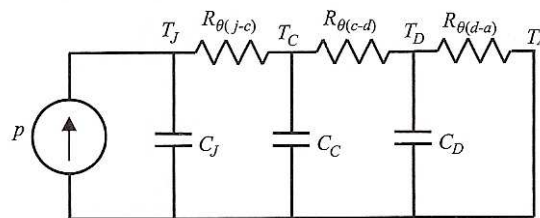
Para diseñar esta solución, puede hacerse de dos maneras, la primera sería controlando la pendiente por el microcontrolador, y la segunda mediante un amplificador integrador. La solución que se escogerá será mediante el uso del microcontrolador, puesto que uno de los objetivos del proyecto es el control del SSPC mediante un microcontrolador, y además esta solución usa menos componentes en el circuito.

El problema de un cortocircuito franco se resuelve poniendo en paralelo con la carga un divisor de tensión compuesto por dos resistencias de gran valor para que circule poca corriente por ellas (mA) y no influya en la carga, y muestreando este valor por el micro, de manera que si se comienza a incrementar la corriente y la tensión no disminuye como debiera, es que se trata de un cortocircuito y entonces se cortaría la corriente por el SSPC. Al cabo de unos milisegundos se volverá a intentar, por si se ha tratado de un micro-cortocircuito momentáneo, y si de nuevo ocurre lo mismo, el SSPC entrará en "latch" hasta que se solucione el problema y se resetee el problema manualmente.

### 3.2.4.2 Temperatura en la unión

Aunque en conducción no se necesitan disipadores como se ha calculado anteriormente, el pulso inicial de potencia puede quemar el MOSFET, o elevar la temperatura lo suficiente para que en conducción si hagan falta disipadores. A continuación se va a analizar esta situación detalladamente.

El modelo térmico del conjunto dispositivo-disipador se representa en la Figura 43 [Barrado07] por su circuito eléctrico equivalente. En este circuito, las tensiones, resistencias y corriente se asocian a temperaturas, resistencias térmicas y potencia, respectivamente, mientras que las capacidades representan la inercia propia del sistema a la elevación de temperaturas. Puesto que la inercia aumenta con la superficie de las zonas que soportan el flujo de propagación de calor, la capacidad asociada al nudo de la unión será de menor valor que las restantes del circuito. La potencia, como elemento causal, se representa mediante un generador independiente de corriente  $p$ .

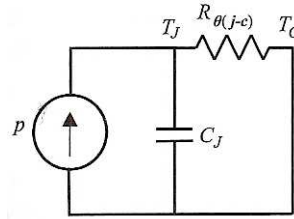


**Figura 43: Circuito eléctrico equivalente al modelo térmico dispositivo-disipador**

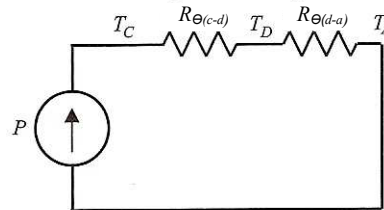
Las resistencias térmicas unión-cápsula, cápsula-disipador y disipador-ambiente se representan como  $R_{\theta(j-c)}$ ,  $R_{\theta(c-d)}$  y  $R_{\theta(d-a)}$ , respectivamente. Las temperaturas asociadas a la unión, cápsula, disipador y ambiente (referencia), se simbolizan como  $T_J$ ,  $T_C$ ,  $T_D$  y  $T_A$ , respectivamente.

Debido al mayor valor de las capacidades, se pueden despreciar las variaciones térmicas de la cápsula y del disipador, lo que significa aproximar los condensadores asociados como cortocircuito para el pulso de potencia que ocurre durante el encendido (OFF-ON), mientras que frente a la componente continua de la potencia actúan como circuito abierto. En consecuencia, las situaciones correspondientes a la unión y al resto del sistema se describen mediante los circuitos de las Figura 44 [Barrado07] y Figura 45 [Barrado07], respectivamente, siendo “p” la onda rectangular de potencia y  $P$  su valor medio. [Barrado07]

Además como inicialmente el circuito se encontrará a la temperatura ambiente, se puede considerar que durante el encendido del MOSFET, las temperaturas de la cápsula y del disipador son iguales a la temperatura ambiente.



**Figura 44: Modelo térmico unión-cápsula**



**Figura 45: Modelo térmico cápsula-ambiente**

Anteriormente se ha calculado que cuando el MOSFET está en conducción (ON), no se necesita poner ningún disipador, suponiendo que el pulso de potencia (OFF-ON) dura muy poco con respecto del tiempo en conducción (ON) y por lo tanto en el cálculo de la potencia media disipada solo se tiene en cuenta la potencia disipada debido a la conducción. Pero la temperatura durante el transitorio OFF-ON puede ser tan alta debido a la gran potencia disipada que aún siendo en poco tiempo, pueda hacer subir la temperatura tanto que se supere el límite máximo en la unión.

En la datasheet del STY60NM50, nos indica que la temperatura máxima que puede alcanzar la unión es de  $150^{\circ}\text{C}$ . Además la gráfica de Thermal Impedance, nos indica la impedancia térmica en función del tiempo de una onda cuadrada de potencia y de su ciclo de trabajo. El problema que se tiene es que la potencia que se obtiene al mantener la derivada de la corriente constante, no es cuadrada, como se puede ver por ejemplo en la Figura 42. Para estos casos, según se explica en [Barrado07], se puede suponer que la onda es equivalente a una cuadrada que tenga el mismo valor máximo o de pico, y cuyo ancho de pulso sea tal que la energía contenida en ambas ondas sea la misma. Por esta razón, cuando se realizaron los programas anteriores en MATLAB, se aprovechó para calcular estos valores máximos y su ancho de pulso equivalente.

Para el caso de tener 2 MOSFETs en paralelo, y si la corriente que circulaba por los dos era 65-35%, se obtenía para cada uno de los MOSFET la potencia máxima era:  $P_{\text{max}} \approx 560\text{W}$  (era la limitación que se le programaba a MATLAB para calcular la pendiente máxima) y  $t_{\text{OndaCuadrada}} = 77.24\text{ms} = 77.24 \cdot 10^{-3}\text{s}$ . Este valor de  $t_{\text{OndaCuadrada}}$  es el peor valor que se obtuvo entre todas las configuraciones, por ello se analizara este caso, y en caso de que aguante el MOSFET, todos los demás casos, menos críticos, también lo harán.

Como el SSPC controla la corriente durante el encendido hasta que se cargue el condensador de la carga, y después mantiene la corriente nominal, se puede suponer que el tiempo  $t_{OndaCuadrada}$  es mucho menor que el tiempo en conducción  $t_{ON}$  y  $t_{OFF}$ , y por lo tanto el ciclo de trabajo tiende a cero, o lo que es lo mismo, es un pulso único (Single Pulse). En la tabla Thermal Impedance del STY60NM50 obtenemos que para esta  $t_{OndaCuadrada}$  y siendo Single Pulse, la K es algo inferior a 0,7. Se tiene entonces que:

$$T_J - T_C = K \cdot R_{\theta(j-c)} \cdot P_{max} = 0.7 \cdot 0.22 \cdot 560 = 86.24^\circ C \quad (67)$$

Como  $T_{Jmax} = 150^\circ C$ :

$$T_{Cmax} = 150 - T_{Jmax} = 150 - 86.24 = 63.76^\circ C \quad (68)$$

Para calcular la temperatura en la cápsula, se calculará a partir de la potencia media según se muestra en la Figura 45. Si no se ponen disipadores solo se tiene la resistencia:

$$R_{\theta(c-a)} = R_{\theta(j-a)} - R_{\theta(j-c)} = 30 - 0.22 = 29.78^\circ C / W \quad (69)$$

La potencia media máxima sin disipadores es:

$$P_{max} = T_{CAmax} / R_{\theta(c-a)} = (63.76 - 30) / 29.78 = 1.13W \quad (70)$$

Normalmente, el funcionamiento de un SSPC, una vez conectado a la carga, se queda continuamente conectado a menos que se ordene su apagado, o salte la protección  $I^2t$ . Por ello la potencia media dependerá de la alcanzada durante la conexión (OFF-ON) y la que se mantiene continuamente durante su funcionamiento (ON). Como las potencias disipadas en ambos casos es mayor que la potencia media máxima, es necesario el uso de disipadores. La potencia media de cada MOSFET tenderá a  $P_{ON} = 1.41W$ . Se ha elegido un disipador para el encapsulado de nuestro MOSFET, un Max247, con una resistencia térmica de  $R_{\theta(d-a)} = 4.5^\circ C / W$  y la resistencia de una mica es  $R_{\theta(c-d)} = 0.6^\circ C / W$ . Para este disipador, la temperatura máxima alcanzada por la unión es de:

$$T_J = T_A + \Delta T_{AD} + \Delta T_{DC} + \Delta T_{CJ} = 25 + 4.5 \cdot 1.41 + 0.6 \cdot 1.41 + 86.24 = 118.4^\circ C \quad (71)$$

Consiguiendo de esta manera que no se quemen y su correcto funcionamiento. Además esta temperatura obtenida es bastante conservadora, ya que la temperatura inicial entre la unión y la cápsula de  $86.24^\circ C$ , obtenidos durante la conexión del SSPC no se mantienen constantemente, puesto que este calor se irá disipando lentamente alcanzándose finalmente una temperatura menor.

**CONCLUSIÓN 4:** Con esta solución se puede controlar el encendido de grandes cargas capacitivas con un mínimo de 2 MOSFETs en paralelo sin que



éstos se rompan, ya que se mantienen continuamente dentro de la SOA. Además se ha calculado que es necesario utilizar disipadores para que se pueda mantener el SSPC continuamente en conducción, y se ha elegido un disipador acorde a las necesidades del circuito diseñado.



### 3.3 CIRCUITO FINAL

Finalmente, con las conclusiones satisfactorias de la solución anterior, se va a proceder al diseño final del esquema del SSPC que se construirá para verificar su correcto funcionamiento. En este apartado se elegirán los componentes reales que implementarán el prototipo y las distintas partes de las que se compondrá el SSPC.

#### 3.3.1.1 MOSFETs de Potencia

Los MOSFETs necesarios para esta aplicación necesitan cumplir ciertas características:

- Tensiones a soportar entre  $V_{DS}$  mayores de 300V y entre  $V_{GS}$  mayores de 15V
- Corrientes mayores a 20A.
- Muy baja resistencia  $R_{DS(ON)}$
- Alta disipación de potencia

Por todo ello, se ha elegido como MOSFET el STY60NM50, ver Anexo D. La elección del MOSFET ya se tuvo en cuenta en apartados anteriores.

#### 3.3.1.2 Medida de la corriente

Para medir la corriente que pasa por el SSPC se podría haber puesto una resistencia en serie con la carga y medir la tensión entre bornes de ésta, pero debido a las corrientes tan grandes que se manejan, esto implicaría que se disiparía mucha potencia a través de esta resistencia, por muy pequeña que fuera, y además se tendría una caída de tensión innecesaria.

La opción elegida consiste en un sensor de corriente de efecto Hall, LTS 25-NP ver Anexo D. Este sensor da a la salida (aislada galvánicamente) una tensión proporcional a la corriente que circula a través de él.

Los sensores de corriente de efecto Hall se basan en que un campo eléctrico que fluye en dirección perpendicular a un campo magnético produce un voltaje saliente proporcional al producto fuerza del campo magnético y de la corriente. A partir de un campo magnético creado por una corriente que circula por una bobina interna, se puede medir el valor de la corriente que lo atraviesa.

La ventaja de este sensor respecto a una resistencia es que no produce pérdidas en la corriente que lo atraviesa.

El sensor LTS 25-NP tiene tres modos de configuración, según la conexión de 6 de sus pines. El primer modo mide en el rango de  $\pm 25.6A$ , el segundo en el rango de  $\pm 38.4A$  y el último en el rango de  $\pm 80A$ . Hay que tener



en cuenta que a mayor rango, menor resolución tiene el sistema, pero también interesa tener un rango alto, puesto que el límite de corte instantáneo que presentan las curvas  $I^2 \cdot t$  los Circuit Breakers y que se programarán en el micro, suelen comprenderse aproximadamente entre el 400% y el 800% de la corriente nominal del dispositivo, es decir, entre 40A y 80A para nuestro caso. Por ello se ha elegido la configuración que mide hasta 38.4A, aunque la de 80A también sería válida. Finalmente, hay que comentar que el sensor se colocará en el circuito de manera que según crece la corriente disminuye la tensión de salida, de esta manera el sensor dará 2.5V cuando circulan 0A, y 0.5V cuando circulan 38.4A, valores compatibles con los conversores analógicos-digitales del micro.

### 3.3.1.3 *Microprocesador*

El microprocesador que se encargará de controlar el SSPC necesita poder manejar señales analógicas. El microcontrolador elegido ha sido el C8051F120, que posee entre otras las siguientes características:

- Memoria Flash de 128kB
- RAM de 256 bytes
- 5 Timers programables de 16-bit
- 64 puertos digitales I/O
- 8 entradas ADC de 12-bit y 100ksps
- 2 Salidas DAC, con una resolución de 12 bits

En lugar de integrar el microcontrolador en el circuito, se ha elegido usar el C8051F120-DK, ver Figura 46 y Anexo D, que es un kit de desarrollo en el que el microcontrolador está integrado en una tarjeta con todos los puertos rotados y de fácil acceso, y que permite pasar la programación desde un ordenador y su control mediante un puerto JTAG de manera más sencilla. El depurador JTAG permite inspeccionar y modificar la memoria y los registros, poner puntos de parada, correr el programa paso a paso, etc. para poder depurar la programación del microcontrolador.

Aunque el microcontrolador tiene un oscilador interno que opera a 3.0625MHz (+/-2%), el C8051F120-DK tiene instalado en la placa un cristal de 22.1184MHz, que será el que se utilizará para una mayor velocidad de procesado.

EL C8051F120 se alimenta a +3.3V, aunque para los puertos de I/O tolera los tradicionales 5V. Los conversores analógicos-digitales (ADC) y digitales-analógicos (DAC), tienen un rango de conversión desde 0V hasta 2.44V.



Figura 46. C8051F120-DK

#### 3.3.1.4 Driver

En primer lugar, se necesita un componente que haga la función de la fuente V1 de los circuitos anteriores, ver Figura 26, que suministre 12V para poder controlar con el resto del circuito la tensión entre puerta y fuente del MOSFET, pero controlado por el microprocesador. Se ha elegido el Driver MCP1407, que es un driver<sup>6</sup> para MOSFETs de gran velocidad, que para señales de entrada inferiores a 0.8V dará a la salida 0V y para señales de entrada superiores a 2.4V da a la salida +12V.

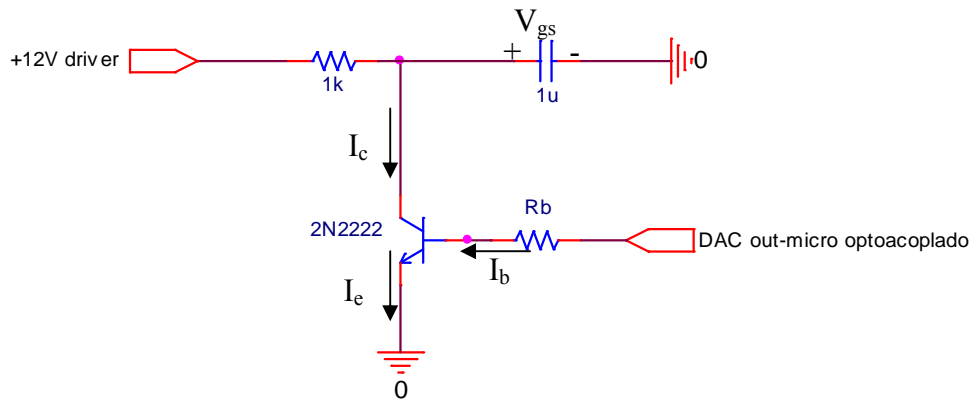
El objetivo de la parte del driver del sistema es controlar la tensión entre puerta y fuente de los MOSFETs a partir de las señales de salida que proporcionará el micro. Para implementar esta solución se necesita medir la corriente, procesar esta señal por el microprocesador y actuar sobre el transistor NPN para demandar la corriente necesaria por él y así cargar adecuadamente el condensador entre puerta y fuente.

El microcontrolador actuará sobre el transistor NPN para controlar la tensión  $V_{GS}$ , esta tensión tendrá que variar desde 4V (tensión umbral  $V_{th}$  típica) hasta 12V, ver Figura 47. Hay que tener en cuenta que si se quiere el MOSFET en corte, se apaga el driver del MOSFET, por lo tanto no hay necesidad de que la tensión mínima sea menor a 4V, y por otra parte, cuanto menor sea el rango de tensiones que deba controlar el microcontrolador a través del transistor NPN, mayor será la resolución con la que pueda controlar la corriente a través de él.

---

<sup>6</sup> Hay que diferenciar dos tipos de driver:

- El driver del MOSFET que es un componente que sirve para suministrar la tensión de 12V entre puerta y fuente al MOSFET cuando el microcontrolador le da la señal correspondiente.
- Y el driver del sistema que es toda la electrónica que controla el funcionamiento del SSPC, donde está a su vez incluido el driver del MOSFET.



**Figura 47: Detalle del control de la tensión  $V_{gs}$**

La ganancia  $\beta^7$  varía entre 100 y 300, dependiendo la tensión  $V_{ce}$  y la corriente  $I_c$ . Como las hojas de características del transistor elegido (2N2222) no indican el valor para  $V_{ce}=2V$  y  $I_c=10mA$  (corrientes y tensiones por el transistor en el caso de  $V_{gs}=2V$ ), se ha elegido el peor caso de  $\beta=300$ . Para este valor la resistencia de base sería:

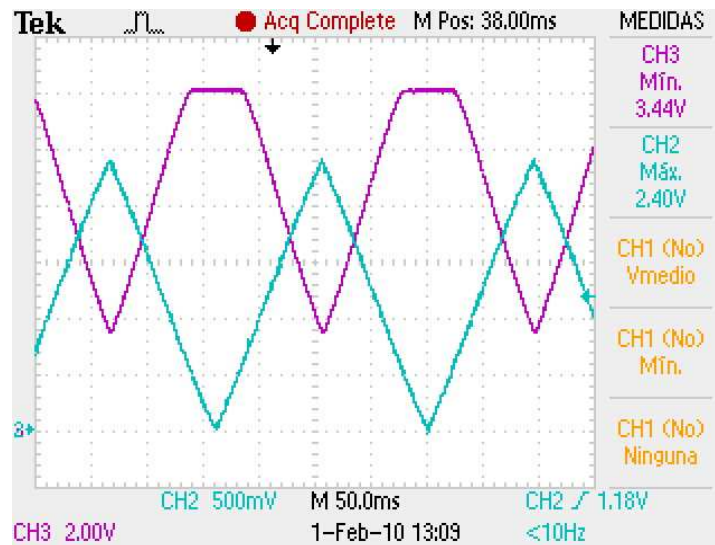
$$R_b = (V_{out_{\mu C}} - V_{be}) / (I_c / \beta) = (2.44 - 0.7) / (0.008 / 300) = 65.250k\Omega \quad (72)$$

Se ha puesto una resistencia de  $47k\Omega$  por ser la resistencia disponible en los laboratorios de la universidad inmediatamente superior a la calculada, con esta resistencia de base se ha ido subiendo progresivamente la tensión hasta lograr una  $V_{ce}$  de  $4V$ , y por tanto una corriente de  $8mA$  debido a la resistencia de  $1k\Omega$ . Se ha conseguido esta tensión con  $3.11V$ , haciendo los cálculos, se tiene que para estas condiciones la ganancia  $\beta$  es de

$$\beta = I_c / ((V_{GS} - V_{be}) / R_b) = 0.008 / ((3.11 - 0.7) / 47000) = 156 \quad (73)$$

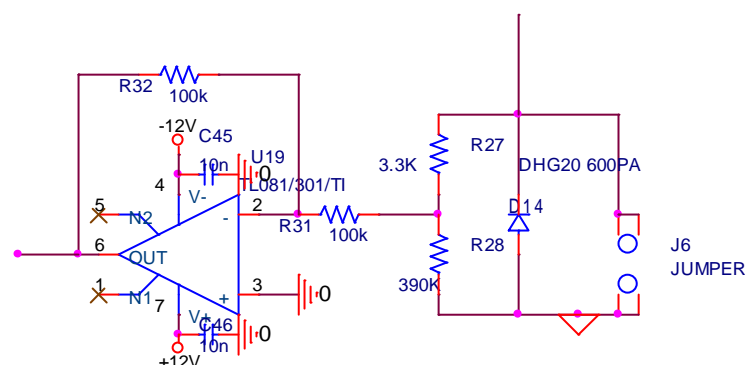
Con esta ganancia y la tensión de salida máxima del microcontrolador se tiene que la resistencia de base necesaria es de  $33,9k\Omega$ . Se ha elegido la resistencia comercial inmediatamente inferior a la calculada,  $30k\Omega$ , para la cual la tensión mínima  $V_{GS}$  obtenida es  $3.44$  cuando los conversores DAC dan su valor máximo. En la Figura 48 se puede ver el comportamiento de la tensión  $V_{GS}$  en función de la salida del micro. También puede observarse como la tensión  $V_{gs}$  solo comienza a disminuir cuando el microcontrolador supera los  $0.6V$ , que es la tensión  $V_{be}$  del transistor 2N2222, a partir de la cual el transistor se polariza en directa y comienza a conducir.

<sup>7</sup> En región activa los transistores BJT se comportan según la siguiente ecuación  $I_c = \beta \cdot I_b$



**Figura 48: Captura con el osciloscopio del comportamiento del control de la tensión  $V_{gs}$  (CH3= $V_{gs}$ ; CH2=microcontrolador)**

Además también hay que medir la tensión en la carga para comprobar la tensión que soporta entre sus bornes, y así detectar si se está produciendo un cortocircuito. Esta medida se hace mediante un divisor de tensión y un inversor, Figura 49, para conseguir una tensión positiva respecto a la tierra del circuito de baja potencia. Debido a las tensiones de los conversores analógicos digitales del microcontrolador elegido, el puente resistivo dará como máximo 2.44V cuando la tensión en bornes de la carga sea la máxima admisible. Las resistencias del divisor de tensión elegidas han sido 3.3 k $\Omega$  y 390 k $\Omega$ , de esta forma la corriente que circulará por ellas cuando haya 270V entre sus bornes será de 0.7mA, corriente despreciable frente a la que circulará por la carga. Este puente resistivo dará los 2.44V cuando haya 290V en la carga, así que de esta manera además de servirnos como detector de cortocircuito nos sirve para detectar una posible subida de tensión en el bus de 270V<sub>CC</sub> al que se conecta el SSPC.



**Figura 49. Puente Resistivo e Inversor**

El inversor que hay a continuación del puente resistivo, tiene dos resistencias de igual valor (R31 y R32 según la Figura 50) para que la ganancia sea -1 y simplemente invierta la señal y así se obtenga una señal que pueda

procesar el micro. La tensión en el punto medio del puente resistivo depende de la resistencia R31, que está en paralelo con R27, puesto que el pin 2 del A.O. del inversor tiene la tensión del pin 3, que es tierra, al igual que la el pin 1 de la resistencia R27. Solamente para valores mucho mayores que R27, la resistencia equivalente que forma el paralelo de R27 y R31 tiende al valor de R27 y no se ve influida por R31, pero para valores de resistencias mucho mayores, como la tolerancia es la misma, la diferencia puede ser mucho mayor y la amplificación de señal puede variar mucho respecto a -1. Por ello el valor de estas resistencias se ha elegido de 100k $\Omega$ .

Finalmente se han colocado en todos los componentes, entre sus pines de alimentación y tierra, condensadores de desacoplo de 10nF. Estos condensadores mantienen la alimentación estable frente a ruidos del sistema, y transitorios. Los condensadores trabajan almacenando energía, de forma que si se colocan muy cerca de los circuitos integrados permiten suministrar esa demanda de energía requerida en las transiciones, manteniendo estable el circuito de alimentación.

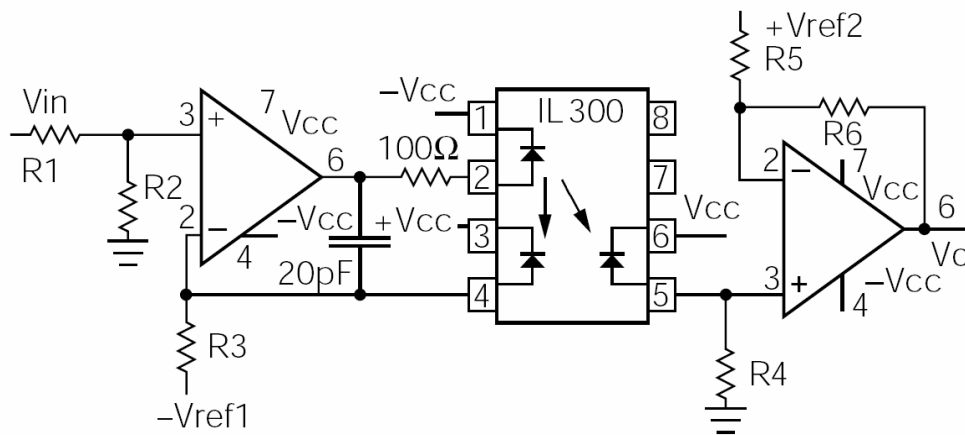
### **3.3.1.5 Aislamiento optoelectrónico**

Es muy importante aislar la parte del driver de la de control (microprocesador) y viceversa, ya que un fallo o un mal diseño en el circuito podría estropear el micro, y con ello todo el control del SSPC. Por ello se ha decidido usar un aislamiento optoelectrónico.

#### **3.3.1.5.1 Optoacoplador señal analógica**

A la hora del diseño del aislamiento nos encontramos con el problema de que la mayoría de las señales son analógicas, y no digitales. Por ejemplo la salida del sensor de corriente de efecto Hall, que irá al conversor analógico-digital, con lo que se necesitan unos optoacopladores lineales que den a la salida la misma señal que a la entrada para todo el rango de tensiones utilizado. Los rangos de las señales analógicas usadas son: sensor de corriente de efecto Hall: 0.5V-2.5V, conversores DAC y ADC del microcontrolador: 0V-2.44V, puente resistivo en paralelo a la carga: 0V-2.42V. Con estas especificaciones, los optoacopladores lineales tendrán que funcionar perfectamente en el rango desde 0V hasta 2.5V

Los optoacopladores analógicos suelen ser lineales solo dentro de un rango muy pequeño, por ello la solución diseñada consiste en un optoacoplador con un emisor y dos detectores con la misma ganancia, de manera que a partir de la realimentación negativa con un amplificador operacional de uno de ellos, se consigue a la salida del otro detector la misma señal que a la entrada, pero aislado optoelectrónicamente, ver Figura 50. El optoacoplador usado es el IL300, ver Anexo D.



**Figura 50: Esquema de un optoacoplador lineal con el IL300**

En la Figura 50 se muestra un amplificador genérico usando el IL300. Como se puede ver en esta figura se tiene un sistema realimentado negativamente a partir de la emisión del diodo situado entre los pines 1 y 2 del IL300 y la recepción del diodo situado entre los pines 3 y 4. Entre los pines 6 y 5 se sitúa otro diodo receptor con la misma ganancia que entre el emisor y el otro receptor, de manera que si R3 y R4 son iguales y ambas resistencias están a tierra, entonces  $V_{4IL300} = V_{5IL300}$ . La resistencias R1 y R2 sirven para tener un divisor de tensión si fuera necesario, si  $R1=0\Omega$ , entonces se tiene que  $V_{3IL300} = V_{4IL300} = V_{5IL300}$ . Haciendo la resistencia  $R2=R3$  se consigue compensar bastante bien el offset a la entrada del operacional. Finalmente el último módulo consiste en restador por si se quisiera variar la referencia, pero si se quita la resistencia R5 y no se conecta nada a +Vref2 y  $R6=0\Omega$  entonces se tiene un seguidor de tensión que da a la salida la tensión de la entrada optoacoplada.

También hay un condensador de 20pF entre la salida y la entrada negativa del AO inicial, en [Krause] se explica que el lazo de realimentación es condicionalmente estable para valores pequeños de R3. Si se incrementa R3 por encima de 10kΩ se debe compensar el AO por frecuencia, basta con añadir simplemente un pequeño condensador de 20pF para lograr un ancho de banda superior a 100kHz. Por último se sitúa una resistencia entre el pin 2 del AO1 y el pin 2 del IL300 para limitar la corriente máxima que pueda pasar por el diodo emisor y así evitar que se pueda romper por exceso de corriente. Esta resistencia podría también colocarse a continuación del pin 1 del IL300.

En las siguientes líneas se van a calcular el valor de las resistencias y tensiones de alimentación para el correcto funcionamiento del optoacoplador lineal.

En la datasheet del IL300 se indica que la mejor linealidad se obtiene con corrientes por el emisor entre 5 mA y 20 mA. Por otra parte en [Krause] se indica que según se aumenta la resistencia de carga R3, la respuesta se hace



menos lineal y la tensión de salida responde logarítmicamente a la fotocorriente. Aunque la corriente máxima típica en los circuitos propuestos es de 15mA, se trabajará con corrientes por el emisor de hasta 20mA y de esta manera lograr la menor resistencia R3 debido al mayor valor de la corriente y así lograr una mayor linealidad.

La primera dificultad que se puede encontrar en el diseño del optoacoplador, es que se necesitan corrientes de salida por el AO de hasta 20mA. Las corrientes de salida para el AO elegido, TL081 ver Anexo D, van desde 10mA a 60mA. Esta corriente máxima depende de la alimentación del AO y de la resistencia de carga a la salida del AO. Las hojas de características del TL081 muestran la tensión de salida en función de la resistencia carga para una tensión de alimentación de  $\pm 15V$ . Desafortunadamente no lo muestran para otras tensiones de alimentación.

Haciendo pruebas con el TL081 en una protoboard, los resultados obtenidos indican que para una alimentación de  $\pm 5V$ , la corriente máxima a la salida nunca supera los 10mA. Por ello se decidió aumentar la tensión hasta  $\pm 12V$  (hay que recordar que 12V es la tensión con la que se alimentará al driver del MOSFET), con esta alimentación el AO dio a la salida corrientes superiores a 20mA para resistencias a la salida menores de  $300\Omega$ . Por esta razón la alimentación de los TL081 será a  $\pm 12V$ .

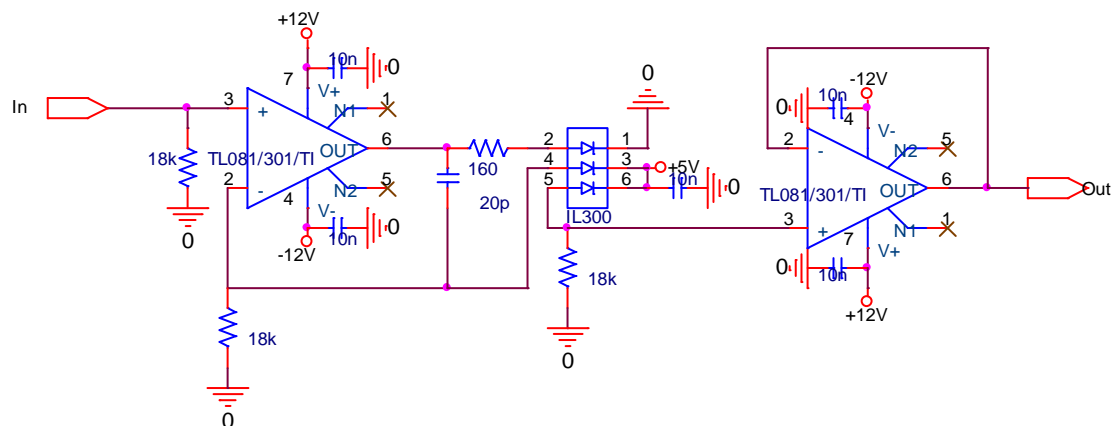
Según la explicación que se hizo en párrafos anteriores de la Figura 50, solo se tendrá en cuenta las resistencias  $R2=R3=R4$  y la resistencia de límite de corriente máxima.

Para una corriente máxima de 20mA por el diodo emisor, se tiene por los diodos detectores una corriente de  $150\mu A$  aproximadamente, ver Anexo D.  $R3 = 2.5 / 150 \cdot 10^{-6} = 16.6k\Omega$ . Se elegirá  $R2=R3=R4=18k\Omega$ , por ser la resistencia comercial inmediatamente superior a la calculada. Como se comentó anteriormente, al ser la resistencia R3 mayor de  $10k\Omega$ , se colocará el condensador de 20pF de la misma manera que se indica en la Figura 50.

Como solo se necesita que los optoacopladores funcionen para tensiones positivas hasta 2.5V, el pin 1 del IL300 se conectará a tierra.

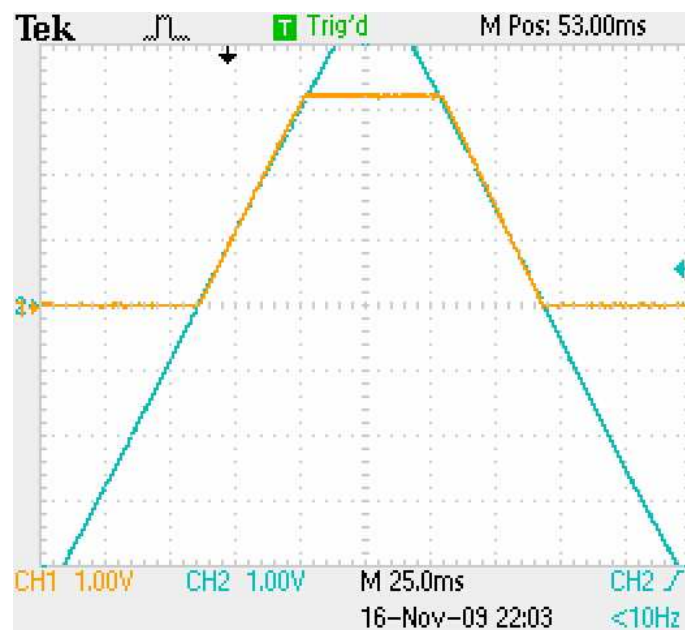
El último paso es la elección de la resistencia de límite de corriente máxima. La resistencia debe ser tal que sea lo suficientemente alta para que no puedan circular los 60mA que romperían el diodo emisor del IL300 y lo suficientemente baja para que el TL081 sea capaz de dar 20mA. Suponiendo (casi idealmente) que alimentando el integrado a  $\pm 12V$  la salida fuera  $\pm 11V$  y sabiendo que la caída de tensión en el diodo emisor con 20mA es de 1.3V, se tendría que la resistencia mínima para que nunca pasaran más de 60mA serían  $R = 11 - 1.3 / 60 \cdot 10^{-3} = 161\Omega$ , siendo este valor máximo bastante conservativo puesto que la tensión máxima de será menor a 11V. Usando una resistencia de  $160\Omega$  se comprueba que el AO da a la salida en torno a 25mA.

El diseño del optoacoplador lineal queda por tanto según la Figura 51.



**Figura 51: Esquema del optoacoplador utilizado en el circuito final**

Por último en la Figura 52 se muestra como funciona perfectamente el optoacoplador diseñado, incluso hasta tensiones de 3.2V, aunque difiriendo levemente para estos últimos valores la señal de entrada de la salida optoacoplada.



**Figura 52: Captura con el osciloscopio del comportamiento de los optoacopladores lineales (CH2=Entrada; CH1=Salida)**

El hecho de que el optoacoplador funcione en el rango desde 0V hasta 3.2V y no hasta 2.5V, es debido a que con la resistencia de 160Ω se obtienen corrientes de unos 25mA y por otra parte a que las resistencias R2, R3 y R4 son de 18kΩ y no de 16.6kΩ por no haber resistencias comerciales de este valor.



#### 3.3.1.5.2 Optoacoplador señal digital

Para activar el driver del MOSFET (MCP1407) el microcontrolador puede dar dos tipos de señales, activado o no activado, '1' o '0', o lo que es lo mismo 3.3V o 0V. Por ello no hace falta un circuito tan complicado como el anterior, solamente se necesita un optoacoplador digital, que además tiene una respuesta más rápida.

El optoacoplador elegido es el HCNW137, ver Anexo D. Como el optoacoplador elegido es inversor, cuando el microcontrolador de a la salida un nivel lógico bajo o '0', el driver del MOSFET dará a la salida +12V, y cuando sea un nivel lógico alto o '1' el driver dará a la salida 0V.

Esto tiene una ventaja, ya que se puede usar para usar un interruptor para habilitar o deshabilitar el SSPC, configurándolo como reset. Cuando el microcontrolador está durante un reset, aunque las señales digitales de salida se ponen a nivel alto, estas señales se configuran como "open drain" (drenador abierto) o modo de alta impedancia. De esta manera, durante un reset, la corriente que sale de un puerto de E/S es mínimo y no activa el optoacoplador digital, de modo que a la salida del optoacoplador la salida es cero, y el driver dará 0V y los MOSFETs funcionarán en la región de corte.

#### **3.3.1.6 Fuente de Alimentación Interna**

Para la alimentación de todos los componentes del circuito se necesita una fuente de alimentación que esté aislada de la tensión de 270V<sub>CC</sub> que alimenta a la carga.

Las tensiones de alimentación de los distintos componentes del circuito son:

- AO (TL081):  $\pm 12V$
- Optoacopladores (IL300) +5V y 0V
- Driver del MOSFET (MCP1407): 12V y 0V
- Microprocesador: 5V y 0V (el C8051F120-DK internamente lo transforma a 3.3V).

Para cumplir estas necesidades, se ha elegido una fuente de alimentación conmutada de 10W que permite conectarse a 270V<sub>CC</sub> y da como salida -12V, 0V (aislados de la masa de los 270V<sub>CC</sub>) y +12V. De aquí se alimentará la tierra del circuito y los 12V del MCP1407. Para la obtención de los +5V se hará con un regulador de 5V a partir de los +12V de la fuente conmutada.

Los componentes elegidos son los siguientes: la fuente conmutada el TPM 10212, el regulador de +5V el MC7805, ver Anexo D.

### 3.3.1.7 Lista de materiales

Tabla 8. Lista de Materiales

Cantidad	Componente	Valor / Nombre
1	Condensador electrolítico	1 $\mu$ F
2	Condensador	0.1 $\mu$ F
1	Condensador	0.33 $\mu$ F
3	Condensador	20pF
19	Condensador	10nF
1	Diodo	DHG20 600PA
1	Conector	DIN 96_ABC-R
2	Conector 270V y Carga	
3	MOSFET	STY60NM50
3	Disipadores de Calor	SK 129 65,5 STS
1	Transistor JBT NPN	2N2222A
1	Resistencia 1/4 W	1k $\Omega$
3	Resistencia 1/4 W	160 $\Omega$
9	Resistencia 1/4 W	18k $\Omega$
1	Resistencia 1/4 W	30k $\Omega$
1	Resistencia 1/4 W	220 $\Omega$
1	Resistencia 1/4 W	120 $\Omega$
1	Resistencia 1/4 W	350 $\Omega$
1	Resistencia 1/4 W	3.3k $\Omega$
1	Resistencia 1/4 W	390k $\Omega$
2	Resistencia 1/4 W	100k $\Omega$
1	Resistencia 1/4 W	10k $\Omega$
1	Interruptor	
3	Optoacoplador Analógico	IL300
7	Amplificador Operacional	TL081
1	Regulador de Tensión	LM7805
1	Driver MOSFET	MCP1406
1	Fuente tensión conmutada	TPM 10212
1	Sensor Corriente efecto Hall	LTS 25-NP
1	Optoacoplador Digital	HCNW137

### 3.3.1.8 Circuito esquemático

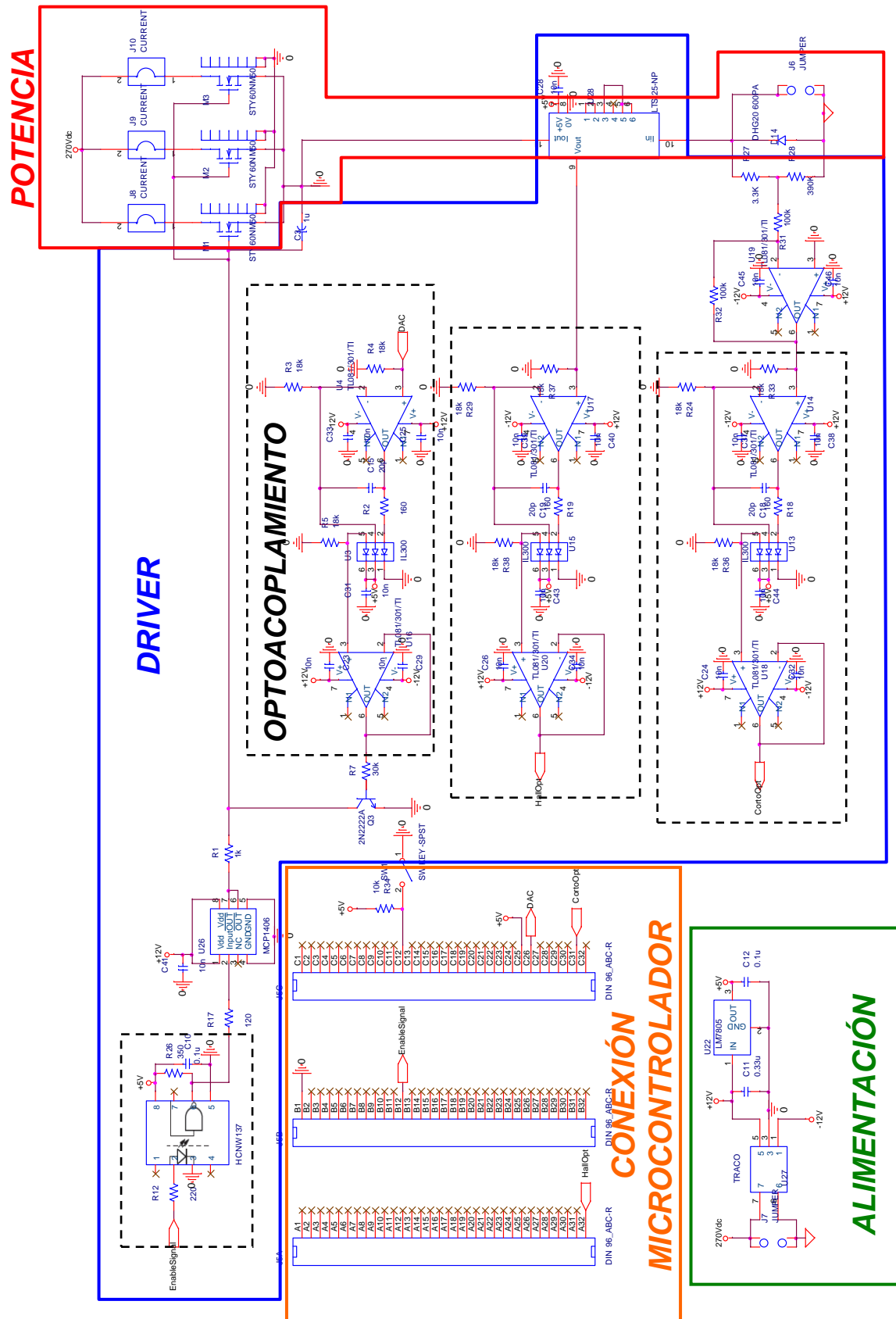


Figura 53: Circuito esquemático a implementar

En la Figura 53 se muestra el circuito esquemático que comprende todas las conexiones eléctricas a implementar en la PCB que se construirá.

Cabe mencionar que aunque los disipadores no se ponen en un circuito esquemático, como los disipadores elegidos tienen dos pines para su sujeción a la PCB, estos pines se han puesto a tierra y por ello aparecen en el esquemático. Además se han puesto 3 componentes llamados J8, J9 y J10, que son 3 cables para poder medir la corriente que circula por cada MOSFET mediante sondas de efecto Hall cuando se hagan las pruebas en el laboratorio. El último punto a destacar es la sonda de efecto Hall LTS 25-NP, donde el cable en el cual circula la corriente ha sido tratado como si tuviera un pin de entrada en el componente y otro de salida, perdiendo su continuidad eléctrica en el esquemático, esto se ha hecho para reflejar que el cable pasa por dentro del componente LTS 25-NP y para tener un punto desde donde salga el cable y otro al que llega cuando se diseñe la PCB.

### **3.3.1.9 PCB – Placa de Circuito Impreso**

A partir del circuito anterior, se ha realizado la PCB con el Programa Layout que viene dentro del paquete de aplicaciones OrCAD. Para su realización se ha tenido en cuenta varias cosas:

- La fabricación de la PCB se realizará en la Oficina Técnica de la Universidad Carlos III de Madrid.
  - La Oficina Técnica trabaja con sustratos FR4, y el espesor del Cobre puede ser de 36 micras (0.0014 pulgadas) y 71 micras (0.0028 pulgadas) de espesor de Cobre.
  - Los taladros son metalizados, recomendados a un mínimo de 0.8mm de diámetro, aunque se pueden hacer desde 0.5mm.
  - No se pueden hacer capas internas, por lo que todas las rutas se harán en dos caras, la superior (top) y la inferior (bottom).
- Se ha intentado colocar todos los componentes de la forma más óptima posible para conseguir una PCB lo más pequeña posible, pero teniendo en cuenta que solo habrá rutas en dos caras, por lo que no se podrá optimizar al máximo la placa.
- Para la fabricación de la PCB y el manejo del programa Layout de OrCAD se han seguido los siguientes manuales: [Mitzner07] y [Recasens02].
- Además se han seguido las dos siguientes normas para el diseño de PCBs: [IPC 2221A] y [MIL-STD-275E].
- Se ha separado dentro de la PCB dos zonas, una de potencia y otra de control, driver e optoacoplamiento.

Uno de los puntos más importantes del diseño es la elección del ancho de las pistas para la parte de potencia, ya que circulará mucha corriente y esto produce un calentamiento de las pistas, y si no se dimensiona bien puede quemar la PCB. Para ello se ha seguido la norma [MIL-STD-275E], pero ésta fue reemplazada el 30 de Septiembre de 1999 por la norma [IPC 2221A], por lo que finalmente se ha seguido esta última.

Según el punto 6.2 del [IPC 2221A], en la Figura 54 [IPC 2221A] se muestran dos gráficas para la elección del ancho de pista en función del incremento de temperatura y la profundidad de las pistas de cobre.

Hay que tener en cuenta que aunque la Oficina Técnica puede trabajar con sustratos de 71 micras y taladros metalizados, no puede hacer una PCB con ambas características a la vez, por ello se ha elegido tener los taladros metalizados para facilitar las soldaduras y hacer las pistas más anchas usando un sustrato de 36 micras.

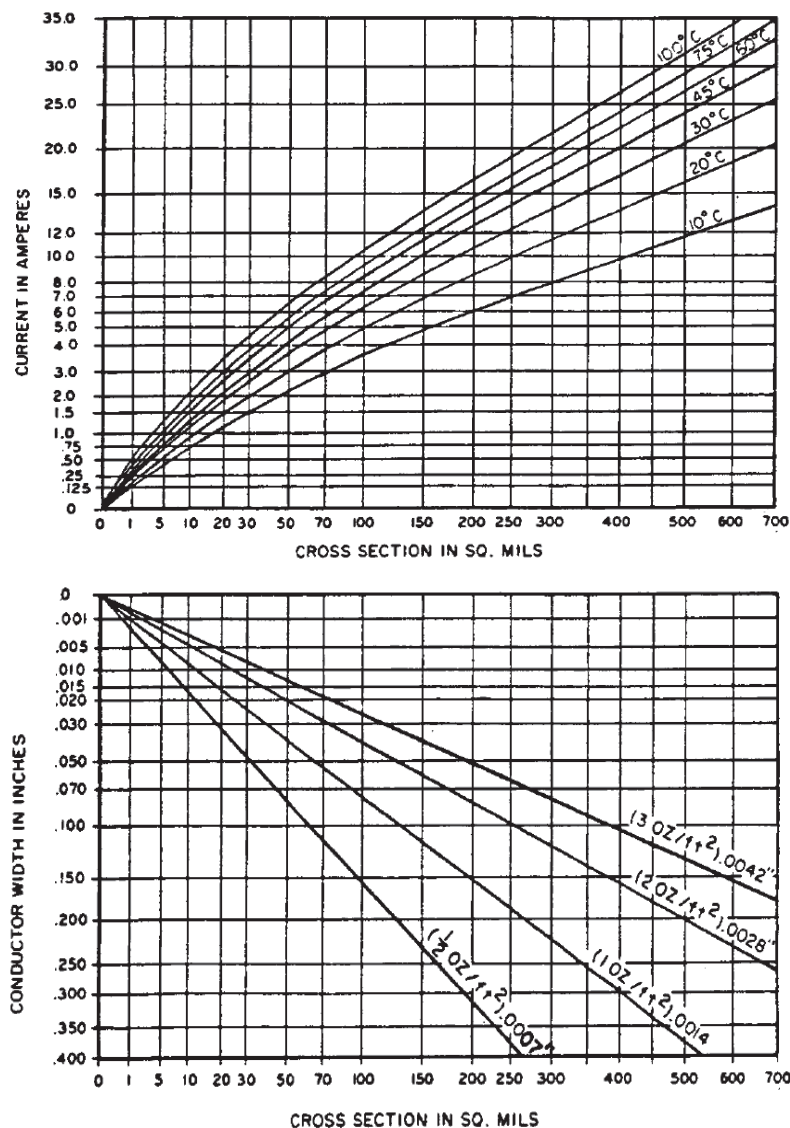


Figura 54. Gráficas para la elección del ancho de pista según la norma [IPC 2221A]

Según las gráficas de la Figura 54, se ha elegido un ancho de pista para la parte de potencia de 200 mils<sup>8</sup>. Como se puede ver en la Figura 54, para la corriente nominal (10A) y una profundidad de pista de 36 micras (0.0014 pulgadas) la temperatura que alcanzaría la pista sería de 25°C por encima de la temperatura ambiente, y para picos de corriente de unos 15A se podría llegar a alcanzar hasta 45°C por encima de la temperatura ambiente.

Otro punto importante a destacar es que se han creado planos de masa para minimizar el ruido introducido al circuito, y el plano de masa de la parte de potencia y el resto del circuito han sido separados para que no influyan entre ellos, aunque unidos en un punto para igualar el potencial de ambos planos de masa. Gracias a la introducción de planos de masa por ambas caras de la PCB, se conseguirá además reducir las interferencias EMI.

Por último, se han hecho algunas pistas más anchas, como la de control de los MOSFETS (señal entre puerta y fuente) para conseguir minimizar la impedancia de estas rutas y lograr que la señal  $V_{GS}$  que llega a cada MOSFET sea la misma y no se vaya atenuando la señal y a cada MOSFET le llegue una tensión distinta.

La PCB final se puede consultar en escala real en el Anexo A. El tamaño de la PCB es de 16,6 x 12 cm. Aunque el tamaño es relativamente grande comparado con un SSPC comercial, hay que tener en cuenta que es un prototipo en el que todos los componentes son “through hole” (agujero pasante), si se llegara a fabricar este circuito en serie, se integraría con elementos más pequeños y de soldadura superficial, lo que reduciría muchísimo su tamaño. Además como se ha comentado en apartados anteriores este tipo de SSPCs en los que se pueden conectar altas cargas capacitivas requieren mayor volumen y peso que las soluciones que no lo implementan. También, la realización de una PCB multicapa ayudaría a la minimización del circuito. A pesar de esto, la principal función de un prototipo es su correcto funcionamiento, y no su tamaño.

Todos los componentes que se pueden ver en el Anexo A.3 “Assembly Top”, o vista del ensamblaje desde la cara superior, han sido creados manualmente según las datasheets de cada componente, que se pueden consultar en el Anexo D. Estos componentes están creados en el archivo “SSPCLIBRARY.LLB” que se puede consultar en el CD del proyecto. Los padstacks también han sido creados siguiendo las recomendaciones del [IPC 2221A].

---

<sup>8</sup> 1 mil corresponde a una milésima de pulgada. 1000 mils=1 pulgada (inche).



## ***CAPÍTULO IV***

---

# **VERIFICACIÓN.**



## 4 VERIFICACIÓN.

A través de este capítulo se mostrará el prototipo real construido y las distintas pruebas realizadas para verificar su correcto funcionamiento.

### 4.1 PROTOTIPO

Una vez construida la PCB, se han montado y soldado todos los componentes por partes, comprobando el correcto funcionamiento de todas las bloques (driver, optoacopladores, conexión y comunicación con el micro,...), para que al tener el ensamblado total de la placa no haya problemas. Para las pruebas se usará solamente un MOSFET, debido a que en el laboratorio no se dispone de los equipos necesarios para hacer las pruebas a  $270V_{CC}$  y 10A nominales, y las pruebas se harán a  $100V_{CC}$ , y para esta tensión según el programa SSPCSOA realizado, es posible el funcionamiento del SSPC para 10A nominales con un solo MOSFET.

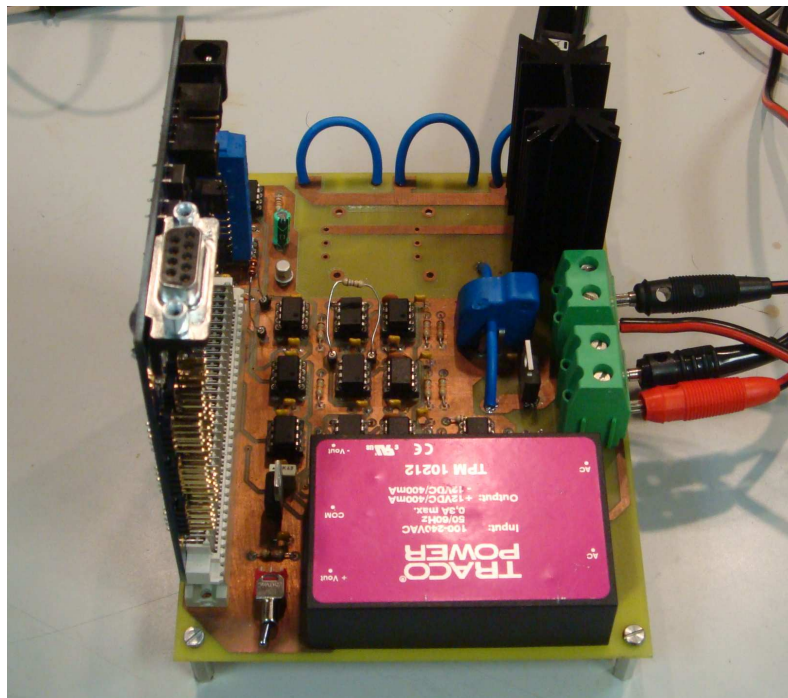


Figura 55. Prototipo del SSPC

En la Figura 55 se muestra el prototipo del SSPC, en el cual se puede ver el ensamblado final. En el Anexo C se muestran varias imágenes en detalle de la PCB.

**LECCIONES APRENDIDAS:** El tamaño del ancho de las pistas de la parte de control se hizo a 12 mils. A este tamaño se ha detectado que las pistas son excesivamente finas e incluso una pista se rompió debido a este problema. La solución fue unir esos puntos mediante un cable con recubrimiento aislante para que no hiciera contacto con ningún componente,



pista o plano de masa de la PCB. Como conclusión, no se debe hacer un tamaño de pistas inferior a 20 o 25 mils.

## 4.2 PRUEBAS

A continuación se muestran las distintas pruebas realizadas en los laboratorios del GSEP, situados en el aula 1.2.E.01 de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid.

### 4.2.1 Conexión/desconexión carga resistiva

Con esta prueba se pretende comprobar que funciona el encendido/apagado del SSPC para cargas resistivas y una corriente nominal de 10A. Además se comprobará que el microcontrolador es capaz de controlar este encendido/apagado a través del interruptor de habilitación/deshabilitación. En esta prueba cuando el interruptor de la señal de “habilitado” el SSPC conectará la carga al sistema, y cuando esta “deshabilitado” lo desconectará, pero en un futuro cuando el interruptor esté “habilitado”, si salta la protección  $I^2t$ , también se desconectará.

Condiciones:

- Carga: Resistencia de  $10\Omega$  (1kW)
- 1 único MOSFET
- Tensión:  $100V_{CC}$

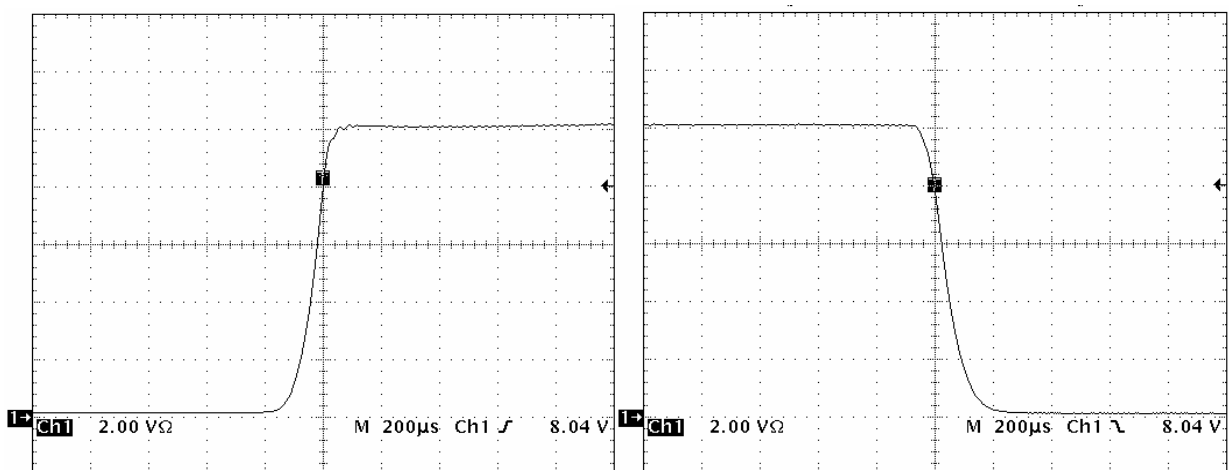


Figura 56. Corriente por el SSPC durante la conexión y desconexión para  $I_N=10A$  y carga resistiva

Como se puede comprobar por las capturas del osciloscopio de la Figura 56, el SSPC funciona correctamente. En la Figura 56 se muestra la corriente<sup>9</sup> durante la conexión y la desconexión, siendo los tiempos de subida y bajada de la corriente de 200µs. Además se puede comprobar como cuando se intente controlar la pendiente de la corriente, la máxima pendiente que se podrá conseguir será de:

$$pendiente_{MAX} = 10A / 200\mu s = 10A / 200 \cdot 10^{-6}s = 50000A/s \quad (74)$$

#### 4.2.2 Corte por corriente máxima:

Durante esta prueba se pretende conseguir dos objetivos: apagar el SSPC si circula una corriente superior a una elegida y calibrar la señal optoacoplada que le llega al microprocesador desde el sensor de corriente.

Al cortar por límite superior de corriente, se está demostrando que funciona el límite superior de la curva  $I^2t$ , que es la parte de la curva en la que actuaría el elemento electro-magnético de un Circuit Breaker. El resto de la curva, en la que actuaría el bimetalo, se comprobaría si se programa el microcontrolador para que no actúe instantáneamente, sino a partir de un tiempo de retardo programado mientras se supera el límite elegido.

Condiciones:

- Carga: Resistencia de 10Ω
- 1 único MOSFET
- Tensión: 48-101V<sub>CC</sub> (variable)

Se ha programado el microcontrolador para que corte la corriente por el SSPC a distintos valores entre 4.8A y 10.1A, y también para que corte si baja de una corriente mínima, con el propósito de sacar su curva de calibración. Para estos valores se ha sacado la curva de calibración mostrada en la Figura 57.

En el eje de abscisas se muestra la corriente por el SSPC y en el de ordenadas el valor en decimal del conversor analógico-digital programado en el micro. Teniendo en cuenta que la resolución es 12 bits, el valor máximo es de 4096, y la resolución en voltios es  $2.51/2^{12} = 0.61mV$ , siendo 2.51 el valor máximo que puede leer el ADC en el C8051F120-DK.

---

<sup>9</sup> En las siguientes capturas del osciloscopio, cuando se mida una corriente, el valor de cada una de las divisiones verticales corresponderá con el valor que se muestra en la esquina inferior izquierda la captura para el canal 1 (Ch1), pero en Amperios en lugar de Voltios.

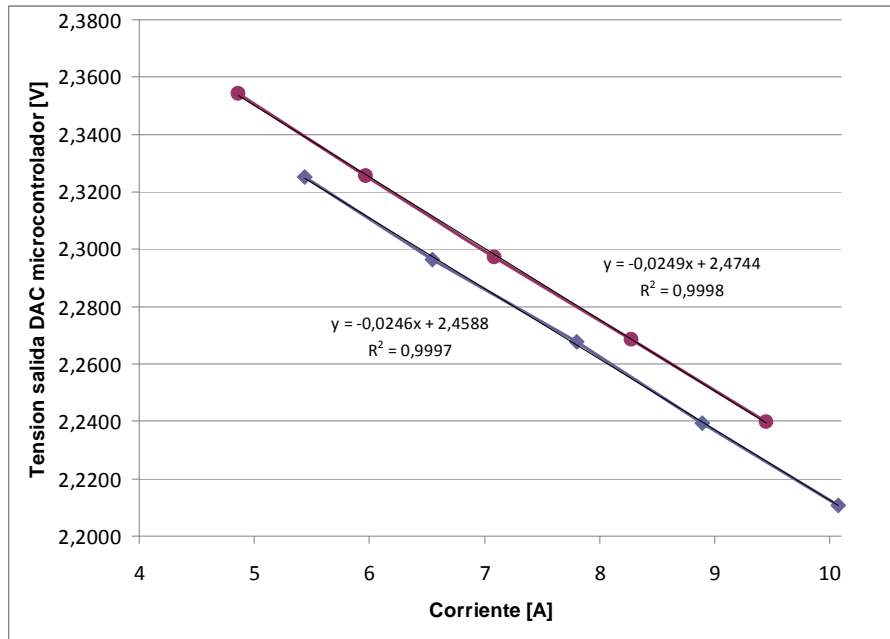


Figura 57. Curvas de corte por límite de corriente

La diferencia entre el límite máximo y mínimo se puede deber a dos razones: a que el sensor presente una pequeña histéresis, o por ruido o un pequeño rizado que pueda tener la señal, el valor entre ambas rectas representa solamente 15.6mV.

Por último hay que comentar que el sensor no está actuando según la configuración para una corriente nominal de 12A, sino que es la curva para 25A. Aunque no se diseñó con esta intención, como ya se comentó esta solución también es válida.

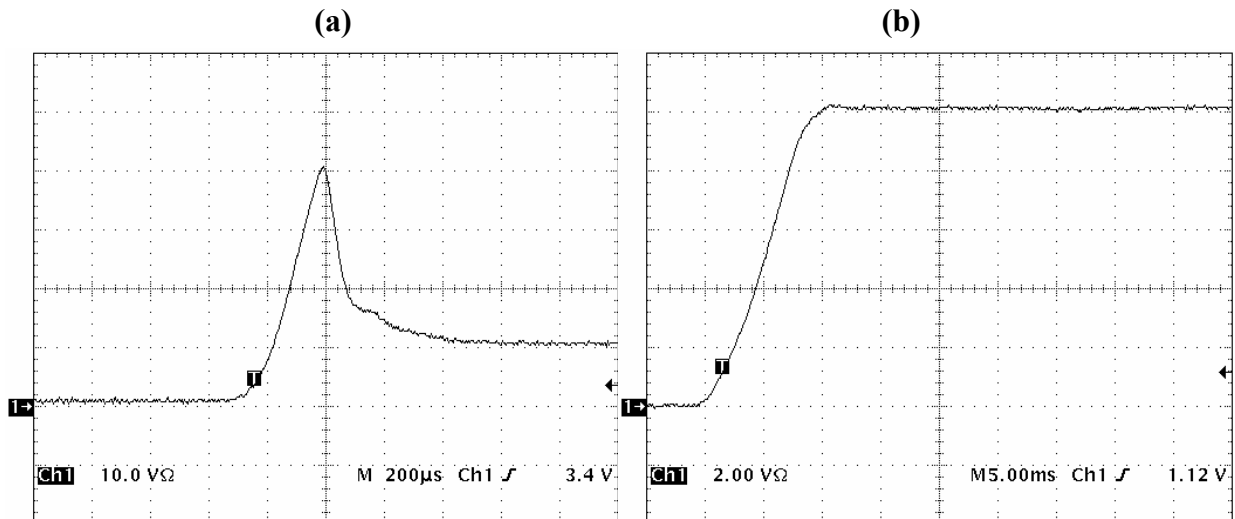
#### 4.2.3 Conexión activa con derivada constante de la corriente.

Esta es la principal funcionalidad desarrollada en este PFC. Se pretende comprobar con esta prueba como se puede conectar cargas capacitivas sin que se produzcan sobrecorrientes que puedan quemar la instalación, cableado o cargas.

Condiciones:

- Carga: Resistencia de  $10\Omega$  en paralelo con un condensador de  $100\mu F$
- 1 único MOSFET
- Tensión:  $100V_{CC}$

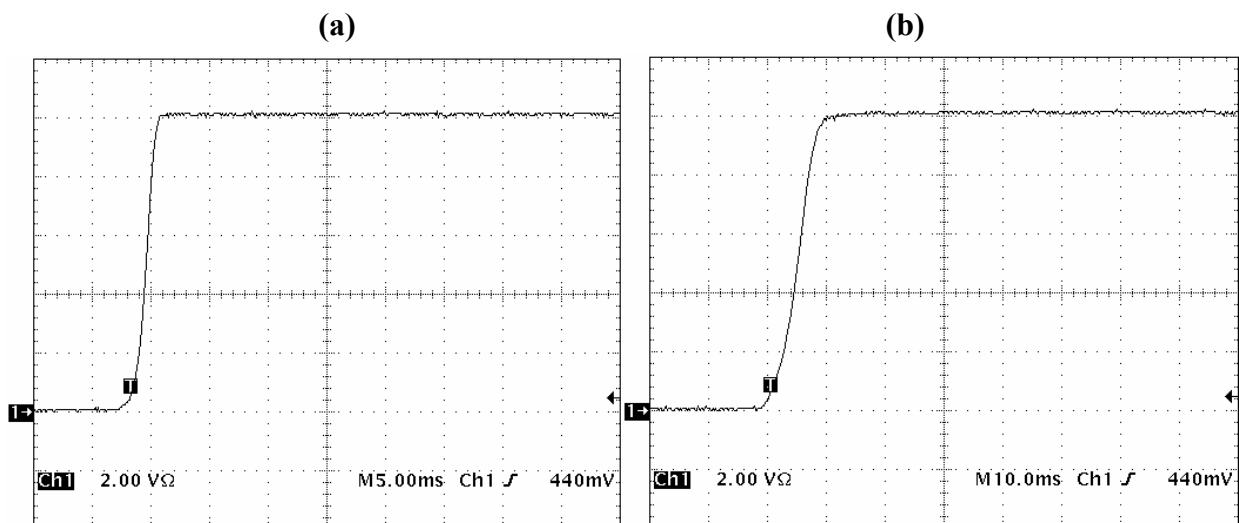
Para la conexión de una carga capacitiva se va a implementar la solución de hacer la transición OFF-ON con la derivada de la corriente constante. Para esta prueba se controlará esta pendiente incrementando controladamente la tensión  $V_{gs}$  del MOSFET ya que se conoce su curva característica  $I_d$ - $V_{gs}$



**Figura 58. Conexión con condensador de 100μF (a) sin protección (b) con protección activa de la derivada constante de la corriente**

En la Figura 58 se muestra como si no actúa la protección se genera un pico de 40A de corriente, mientras que esto no ocurre si actúa la protección diseñada. Ejecutando el programa SSPCSOA(1,100,10,100e-6) se muestra que la máxima pendiente de la corriente que podría soportar el MOSFET sería de 7095A/s, siendo el tiempo de la carga de 2.3ms y alcanzando una corriente máxima de 16.34A. Por seguridad se ha programado el microcontrolador para tener una pendiente de 1000A/s, con lo que finalmente el tiempo de carga es de 10ms. Como se ve en la captura del osciloscopio, la corriente para este caso supera levemente los 10A antes de estabilizarse en la corriente nominal.

Además, se probó con una carga resistiva, que funcionaba la protección para distintas pendientes. En la Figura 59, se muestran dos casos: para 3000A/s y 1000A/s, lo que equivale a tiempos de subida de 3ms y 10ms. Es interesante observar como para el caso de la carga resistiva pura no se eleva levemente la corriente como en el caso anterior, la pequeña sobreoscilación se debía a que todavía no se había cargado del todo el condensador.



**Figura 59. Pendientes de 3000A/s y 1000A/s para carga resistiva**

#### 4.2.4 Desconexión de carga inductiva.

Finalmente queda comprobar que cuando se tiene una carga inductiva, el funcionamiento del SSPC sigue siendo el mismo y no se producen sobretensiones negativas durante la desconexión de la carga.

Condiciones:

- Carga: Resistencia de  $10\Omega$  en serie con una bobina de  $2.53\text{mF}$
- 1 único MOSFET
- Tensión:  $100V_{CC}$

Se ha cogido la mayor bobina que se disponía en los laboratorios, para asegurarnos de que cuando se cargue no se sature, y se ha medido con el analizador de impedancias, eligiendo el modelo equivalente de una bobina (condensador en paralelo con una bobina y resistencia en serie) y la inductancia medida ha sido de  $2.53\text{mF}$ .

En la Figura 60 se muestra la corriente y la tensión durante la desconexión de la carga y se puede comprobar como no se produce ningún pico de sobre tensión negativa.

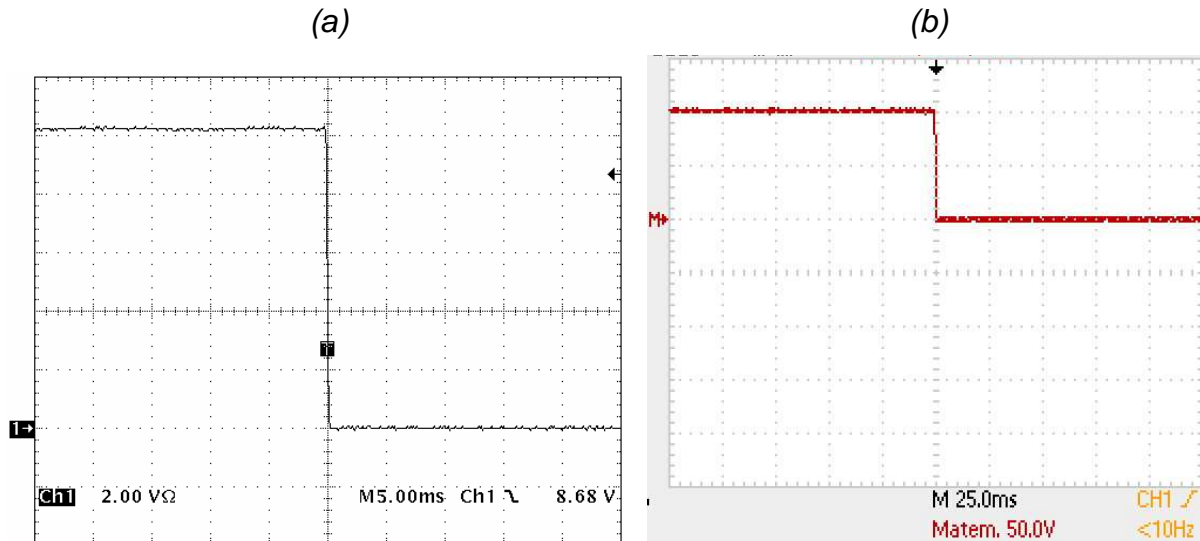


Figura 60. (a) Corriente y (b) Tensión durante la desconexión de la carga inductiva

### 4.3 EQUIPOS

Los equipos con los que se han hecho las pruebas son los siguientes:

- **Hewlett Packard HP 6010A** - Fuente de Alimentación CC variable, 0-200V/0-17A 1000W

- **Tektronix TDS 2024B** - Osciloscopio
- **Tektronix TDS 420A** - Osciloscopio
- **Hewlett Packard 4194A** - Analizador de Impedancias/Ganancia-Fase

En el Anexo C se muestra el puesto de laboratorio en el que se pueden apreciar algunos de estos equipos.

### 4.3.1 Programación

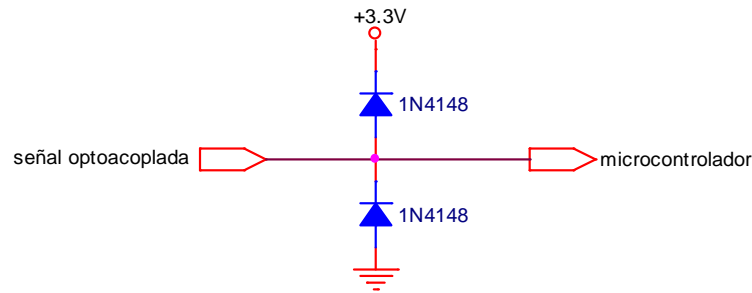
Gracias al software que viene dentro del kit del C8051F120-DK de Silicon Laboratories IDE, la programación del microcontrolador se puede hacer en ensamblador o en C, y el propio software traduce el programa a lenguaje máquina. El lenguaje elegido es el C en lugar de ensamblador ya que es más sencillo, intuitivo y cercano al lenguaje humano que el ensamblador.

Para inicializar el microcontrolador con los valores necesarios para la configuración de los puertos Entrada/Salida, fuentes de reset, fuente de reloj, conversores analógicos-digitales, digitales-analógicos, interrupciones, timers,... se ha usado el programa Configuration Wizard 2 de Silicon Laboratories. Con este programa se puede configurar todos estos registros de una manera sencilla, y el programa lo convierte en distintas subfunciones para ser llamadas desde la función "main" dentro de un programa en C. Además este archivo generado también llama inicialmente al archivo "C8051F120.h" que es un archivo de cabecera donde se encuentran las definiciones de todos los bits y registros de la familia C8051F120 para poder ser compilado el programa realizado en C.

Ver el Anexo B para consultar los programas del microcontrolador C8051F120 hechos para realizar las pruebas.

## 4.4 PROBLEMAS ENCONTRADOS

Durante las pruebas realizadas los conversores del microcontrolador dejaron de funcionar, aunque se colocaron optoacopladores entre el driver y el microcontrolador para evitar que se rompiera éste último. Por ello se decidió soldar la siguiente solución: por cada convertor utilizado en el microcontrolador se puso un diodo a los 3.3V de los que está alimentado el micro, y otro a tierra de manera que para tensiones inferiores a tierra, el diodo que une el pin del convertor con tierra conduce, imponiendo en el convertor -0.6V, y cuando ocurre una sobretensión mayor 3.3V conduce el otro diodo imponiendo en el convertor una tensión máxima de 3.9V, ver Figura 61. Además la resistencia de 160 $\Omega$  de los optoacopladores lineales se cambió por otra de 220 para conseguir que la máxima tensión que pueda suministrar los optoacopladores sea de 2.5V. En el Anexo C se muestra un detalle de la solución soldada.



**Figura 61. Protección frente a tensiones mayores y menores a las permitidas por los conversores del microcontrolador**

## 4.5 OTRAS PRUEBAS REALIZABLES

Con las pruebas hechas se puede concluir que el prototipo funciona correctamente y la solución diseñada es una posible solución en la que se eliminaría eficazmente el problema de la conexión para cargas capacitivas muy grandes.

Quedan algunas pruebas que se podría hacer:

Una sería la implementación del control de la derivada de la corriente constante a través de la medición de la propia corriente, es decir, en bucle cerrado y no en abierto como se ha hecho en las pruebas, de tal manera que el microcontrolador puede conocer en todo momento lo que está pasando realmente, sin influir en el factores como la tensión  $V_{ds}$  o la temperatura ambiente.

Además la curva  $I^2t$ , en la que se ha probado el límite de corriente instantánea, también se podría programar a través de la curva que presente algún SSPC comercial. La parte de la curva  $I^2t$  de corte no instantáneo se haría usando los timers del microcontrolador a partir de una tabla guardada en memoria con los valores y tiempos de corte que muestra esta tabla.

Finalmente quedaría la implementación de todo junto, con un control para detectar si la carga capacitiva es demasiado grande para ser cargada en el tiempo máximo que se le permita o si se trata de un cortocircuito.

En las siguientes hojas se muestra un diagrama de flujo de una posible solución para la implementación de todas las utilidades del SSPC en un solo programa.

### 4.5.1 Implementación final.

El programa que se tiene que diseñar tendrá varios puntos importantes, el primero es la carga de la posible carga capacitiva, teniendo en cuenta de que

puede ocurrir que la capacidad sea muy alta y no se pueda cargar, que se tenga un cortocircuito, o que de hecho se tenga una carga capacitiva menor de  $500\mu\text{F}$ .

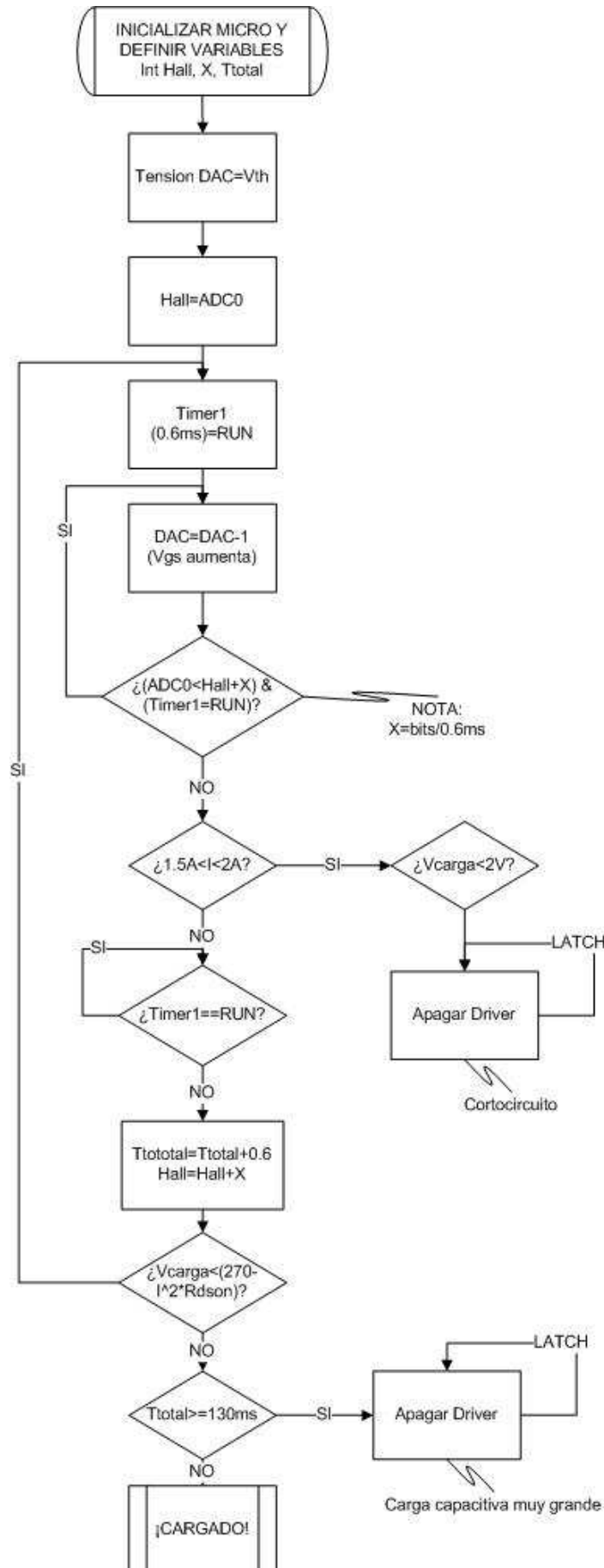
Si la carga es inferior a  $500\mu\text{F}$ , una vez que se alcanza el estacionario de la corriente nominal, hay que comprobar que nunca se supere la curva  $I^2t$  del SSPC. Esta curva se obtendrá de las datasheets de otros SSPC que ya tienen incluidos estos parámetros de tal forma que funcionan como un CB.

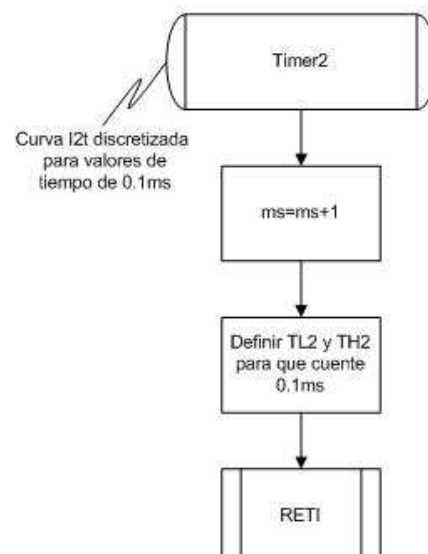
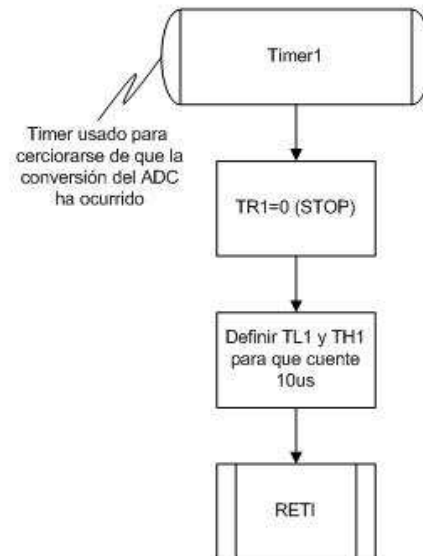
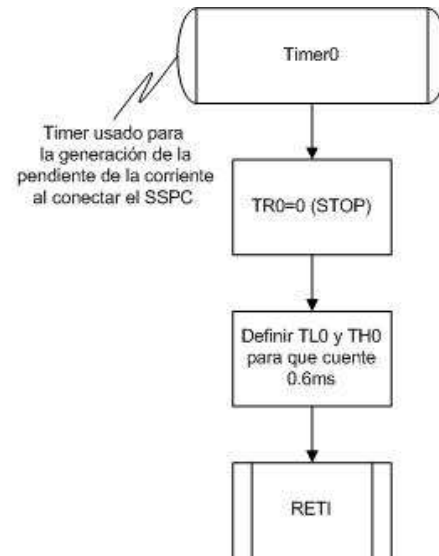
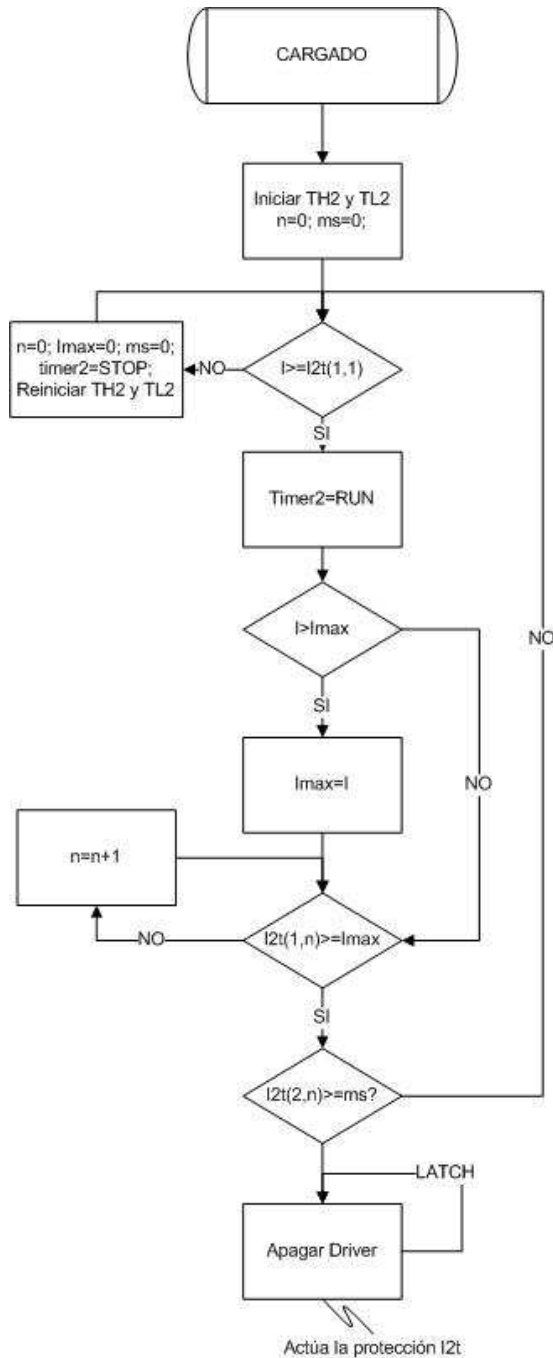
Aunque no se puede programar en los diagramas de flujo, el microcontrolador se configurará inicialmente para que el switch actúe como una fuente de reset, de manera que si se produce un flanco negativo en él, el microcontrolador entrará en estado de reset hasta que se produzca un flanco positivo. Mientras se encuentra en reset todas las salidas digitales del microcontrolador se ponen a nivel alto, pero con una alta impedancia de salida de manera que la corriente que puede circular por ellos es muy pequeña e inferior a la necesaria para que el optoacoplador digital aguas arriba del driver del MOSFET pueda activar el driver y proporcionar los 12V a la salida de éste.

En las siguientes páginas se muestran los diagramas de flujo de la programación del microcontrolador.

Se ha programado un tiempo del timer0 de 0.6ms, lo que significa que este programa funciona para pendientes desde 4000A/s hasta 66.7A/s.









## ***CAPÍTULO V***

---

# **CONCLUSIONES.**

## **5 CONCLUSIONES.**

En este proyecto se ha diseñado y fabricado un prototipo de un SSPC, y se ha verificado en el laboratorio su funcionamiento.

El objetivo principal ha sido poder permitir la conexión y desconexión de cargas resistivas, inductivas y especialmente las altamente capacitivas, para una tensión de  $270V_{CC}$  y una corriente nominal de 10A. Por limitaciones de los equipos del laboratorio, las pruebas se hicieron a  $100V_{CC}$  y 10A, siendo todas las pruebas satisfactorias, a una potencia equivalente de 1kW.

Además, como funcionalidad nueva que presenta este SSPC respecto a los ya existentes, hay que destacar que permite de una manera eficiente la conexión de altas cargas capacitivas sin que se pueda quemar el dispositivo durante el encendido. Se ha demostrado que si durante el encendido se controla la corriente de manera que la pendiente se mantiene constante sin salirse el MOSFET de su zona de operación segura, es una buena solución para la conexión de cargas capacitivas cuando se tiene niveles de tensión y corrientes como los propuestos en esta memoria.

Además se ha dejado diseñada y fabricada la plataforma de un SSPC para poder añadir más funcionalidades que son objeto de trabajos futuros.

### **5.1 TRABAJOS FUTUROS**

Entre los trabajos a los que podría dar lugar el presente proyecto se destacan los siguientes:

- Programación del microcontrolador para conseguir todas las funcionalidades que puede ofrecer el SSPC fabricado.
- Análisis o reestructuración del SSPC para cumplir con las funcionalidades o requisitos necesarios para poder lograr su certificación en un avión (civil o militar) y así poder implementarlo como solución que sustituya a los Circuit Breakers, cumpliendo todos los requisitos de medioambiente, EMI/EMC, software y hardware electrónico según los siguientes estándares:
  - RTCA/DO-160 Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment
  - MIL-STD-810 "Department of Defense Test Method Standard for Environmental Engineering Considerations and Laboratory Test
  - MIL-STD-461 "Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment.

- RTCA/DO-178, Software Considerations in Airborne Systems and Equipment Certification
  - RTCA/DO-254, Design Assurance Guidance for Airborne Electronic Hardware
- Pruebas en laboratorio para tensiones de 270V y corrientes nominales de 10A, con 2 MOSFETs en paralelo y su estudio de distribución de corrientes por cada MOSFET durante el transitorio del encendido
- Pruebas en laboratorio con 3 MOSFETs en paralelo y su estudio de distribución de corrientes por cada MOSFET durante el transitorio del encendido para lograr una máxima pendiente de la corriente y de esta manera un menor tiempo de encendido.
- Pruebas con cargas reales de un avión.
- Programación de una curva  $I^2t$  compensada por temperatura
- Análisis y programación de un algoritmo eficaz para detectar los fallos por arco
- Modificación del prototipo en el que se implemente una comunicación con un computador para darle a conocer el estado del SSPC en cada momento y controlarlo a través de este. Esta comunicación se haría mediante buses estándares usados en aviación, para facilitar su certificación en una aeronave, como podrían ser por ejemplo: AFDX o ARINC 429.
- A pesar de que se ha demostrado que la técnica del control activo de la derivada constante de la corriente manteniendo a los MOSFET dentro de sus SOAs es una buena solución, la solución más óptima y objeto de futuros trabajos, sería seguir la trayectoria impuesta por el límite de potencia constante de la SOA.



## ***CAPÍTULO VI***

---

# **BIBLIOGRAFÍA.**

## 6 BIBLIOGRAFÍA.

### 6.1 ESTADO DE LA TÉCNICA

- [Barrado08] **SSPC model with variable reset time, environmental temperature compensation and thermal memory effect**  
Barrado, A.; Izquierdo, D.; Raga, C.; Lazaro, A.; Sanz, M.  
Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE 24-28 Feb. 2008 Page(s):1716 – 1721
- [Barrado09] **Behavioural Modeling of Solid State Power Controllers (SSPC) for Distributed Power Systems**  
Barrado, A.; Izquierdo, D.; Sanz, M.; Raga, C.; Lazaro, A.  
Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE 15-19 Feb. 2009 Page(s):1692 – 1697
- [Friedman92] **Solid-state power controller for the next generation**  
Friedman, S.N.  
Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE Volume 7, Issue 9, Sept. 1992 Page(s):24 – 29
- [Friedman97] **Robust/low cost SSPCs are finally available**  
Friedman, S.  
Digital Avionics Systems Conference, 1997. 16th DASC., AIAA/IEEE Volume 2, 26-30 Oct. 1997 Page(s):7.3 - 31-7.3-36 vol.2
- [Izquierdo08] **Análisis y modelado de un controlador de potencia de estado sólido (SSPC) para su aplicación en sistemas de distribución de potencia eléctrica embarcados.**  
Izquierdo Gil, D.;  
Doctorado en ingeniería eléctrica, electrónica y automática. Trabajo de investigación (Programa de doctorado IEEA). Universidad Carlos III de Madrid. Escuela Politécnica Superior. Departamento de Tecnología Electrónica. Febrero 2008. Páginas: 47.
- [Izquierdo08B] **Protection devices for aircraft electrical power distribution systems: a survey**  
Izquierdo, D.; Barrado, A.; Raga, C.; Sanz, M.; Zumel, P.; Lazaro, A.  
Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE 10-13 Nov. 2008 Page(s):903 - 908

- [Izquierdo08C] ***Estado de la Técnica de los Elementos de Protección en los Sistemas de Distribución Eléctrica en Aeronaves.***  
D. Izquierdo, A. Barrado, C. Raga, M. Sanz, P. Zumel, A. Lazaro.  
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2008. SAAEI '08. 15ª edición anual. 9-11 Septiembre 2008
- [Izquierdo09] ***Sistema de Distribución de Potencia Eléctrica (SDPE) a 270 VCC, para su Aplicación en Aviones Más Eléctricos (HV270DC).***  
D. Izquierdo, R. Azcona, F.J. López del Cerro, B. Delicado, C. Fernández.  
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2009. SAAEI '09. 16ª edición anual. 1-3 Julio 2009.
- [Izquierdo09B] **Métodos de Modelado para Controladores de Estado Sólido de Potencia (SSPC).**  
D. Izquierdo, A. Barrado, M. Sanz, V. Valdivia.  
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2009. SAAEI '09. Decimosexta edición anual. 1-3 Julio 2009.
- [Izquierdo09C] **General Systems –Electrical Distribution System.**  
Daniel Izquierdo and Francisco Andreu  
Master of Aircraft Systems Integration 1st edition 2009-2010. EADS & Universidad Carlos III de Madrid.
- [Liu05] **A novel high current solid state power controller**  
Liu, W.; Huang, A.Q.  
Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE 6-10 Nov. 2005 Page(s):5 pp.
- [LopezdelMoral09] **Estudio de los efectos físicos y sistemas de protección en los Sistemas de Distribución de Potencia eléctrica embarcados.**  
David López del Moral Hernández  
Proyecto Fin de Carrera. Universidad Carlos III de Madrid. Escuela Politécnica Superior. Departamento de Tecnología Electrónica. Julio 2009
- [Mussmacher03] **SSPCs Handle Heavy Loads With Foldback Current Limiting**  
Mussmacher, K. A.; P.E. and Froeb, W. L.  
National Hybrid Inc., Ronkonkoma, N.Y.  
Power Electronics Technology. January 2003.



- [Mussmacher04] Controler Guard Against Arc Faults.**  
Mussmacher K.  
Power Electronics Technology. Noviembre de 2004.  
Páginas 5. Descargado de la página web:  
<http://powerelectronics.com/mag/411pet25.pdf>
- [Panov96] Modeling and stability analysis of a DC power system with solid state power controllers**  
Panov, Y.V.; Lee, F.C.  
Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual. Volume 2, 3-7 March 1996 Page(s):685 - 691 vol.2
- [Simon93] State of the art in solid state power controller for aeronautical application**  
Simon, J.J.  
Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on 13-16 Sep 1993 Page(s):121 - 126 vol.8
- [Sola09] System Engineering -Integration Tests.**  
C. de Sola  
Master of Aircraft Systems Integration 1st edition 2009-2010. EADS & Universidad Carlos III de Madrid.
- [Stavnes94] Assessment of safety in space power wiring systems**  
Stavnes, M.W.; Hammoud, A.N.  
Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE Volume 9, Issue 1, Jan. 1994 Page(s):21 – 27
- [Xiaohu08] SiC based Solid State Power Controller**  
Xiaohu Feng; Radun, A.V.  
Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE 24-28 Feb. 2008 Páginas: 1855 - 1860.

## 6.2 DISEÑO

- [Barkhordarian09] Power MOSFET Basics**  
Vrej Barkhordarian  
International Rectifier. 2009.  
13 paginas. Descargado de la pagina web:  
<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/mosfet.pdf>
- [Barrado07] Problemas de Electrónica de Potencia**  
A. Barrado Bautista y A. Lázaro Blanco,  
Pearson Prentice Hall, España 2007, Paginas: 184 -211

- [Friedman97]      **Robust/low cost SSPCs are finally available**  
Friedman, S.  
Digital Avionics Systems Conference, 1997. 16th DASC.,  
AIAA/IEEE Volume 2, 26-30 Oct. 1997 Page(s):7.3 - 31-  
7.3-36 vol.2
- [IPC 2221A]      **IPC 2221A Generic Standard on Printed Board Design**  
IPC Association Connecting Electronics Industries ®. May  
2003.
- [IRF530]      **IRF530 Datasheet**  
Power Field Effect Transistor. N-Channel Enhancement-  
Mode Silicon Gate  
Transys Electronics Limited  
Datasheet downloaded from: [www.DatasheetCatalog.com](http://www.DatasheetCatalog.com)
- [Komatsu07]      **A Solid-State Current Limiting Switch for Application  
of Large-scale Space Power Systems**  
Komatsu, M.; Ide, N. and Yanabu, S  
Power Electronics Specialists Conference, 2007.  
PESC 2007. IEEE 17-21 June 2007:1471-1476.
- [Krause]      **Designing Linear Amplifiers using the IL300  
Optocoupler**  
Bob Krause  
Appnote 50, Siemens Components, Inc.,  
Optoelectronics Division, 19000 Homestead Road,  
Cupertino, CA 95014
- [MIL-STD-275E]      **MIL-STD-275E, Printed Wiring for Electronic  
Equipment**  
Military Standard. 31th December 1984
- [Mitzner07]      **Complete PCB Design Using OrCad Capture and  
Layout**  
Kraig Mitzner  
Newnes (Elsevier Inc.) 2007
- [Mussmacher03]      **SSPCs Handle Heavy Loads With Foldback Current  
Limiting**  
Mussmacher, K. A.; P.E. and Froeb, W. L.  
National Hybrid Inc., Ronkonkoma, N.Y.  
Power Electronics Technology. January 2003.
- [Recasens02]      **Diseño de Circuitos Impresos con OrCAD CAPTURE y  
LAYOUT v. 9.2**  
M<sup>a</sup> Auxilio Recasens Bellber y José González Calabuig  
Thomson 2002

[Sedra04]

**Microelectronic Circuits**

Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith

Oxford University Press. Fifth edition. 2004. Page(s): 235-359 and 1249-1270

## 6.3 OTRAS CONSULTAS BIBLIOGRÁFICAS

Para los programas realizados en MATLAB se ha consultado el siguiente libro:

[Moler04]

**Numerical Computing with MATLAB**

Cleve B. Moler

SIAM. 2004.

Para la programación del microcontrolador (C8051F120) se ha usado el manual que ofrece Silicon Laboratories Inc en su página web:

- <http://www.silabs.com>
- <http://www.silabs.com/Support%20Documents/TechnicalDocs/C8051F12x-13x.pdf>

Para la obtención de las datasheets incluidas en el Anexo D se han utilizado las siguientes páginas web:

- [www.DataSheetCatalog.com](http://www.DataSheetCatalog.com)
- <http://es.rs-online.com/web/>
- <http://es.farnell.com/>



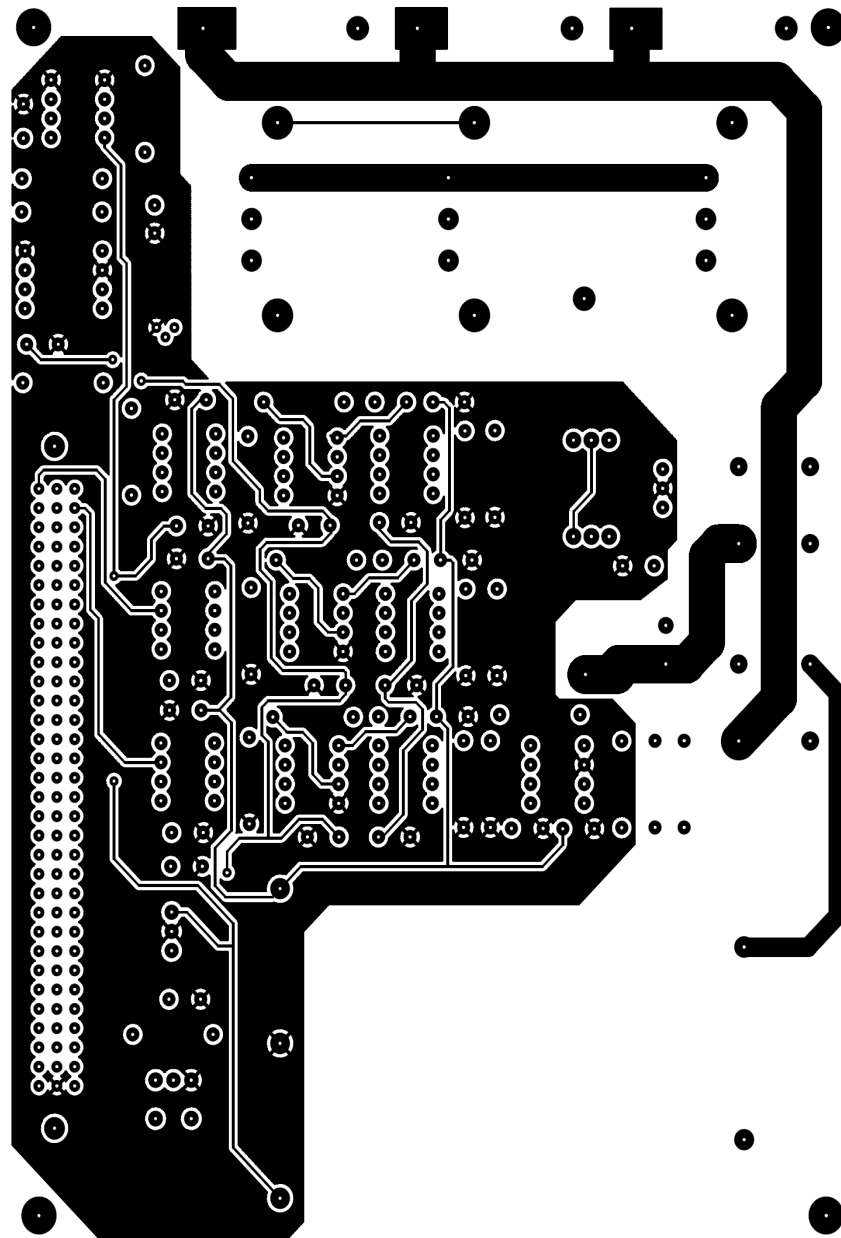
## ***ANEXO A***

---

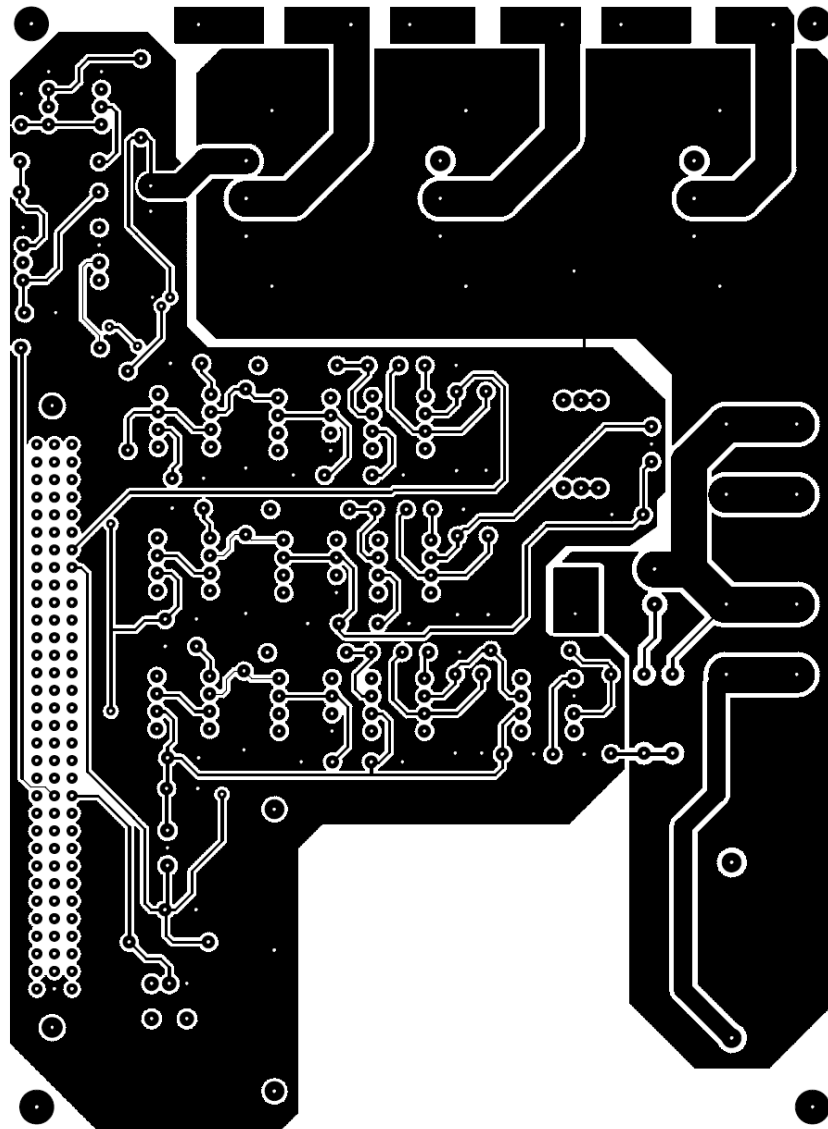
### **PCB.**

## ANEXO A. PCB

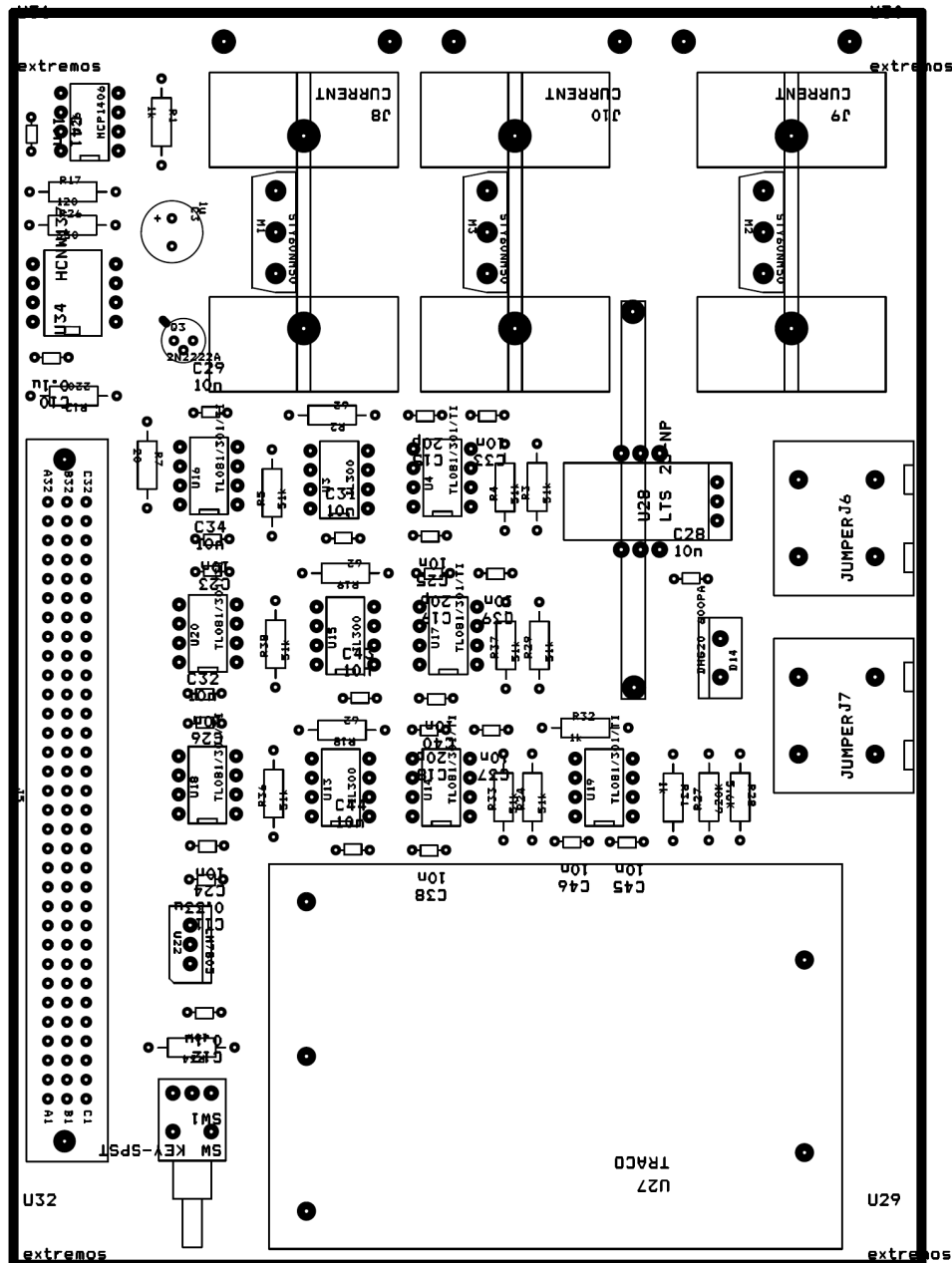
### A.1. TOP LAYER (Escala 1:1)



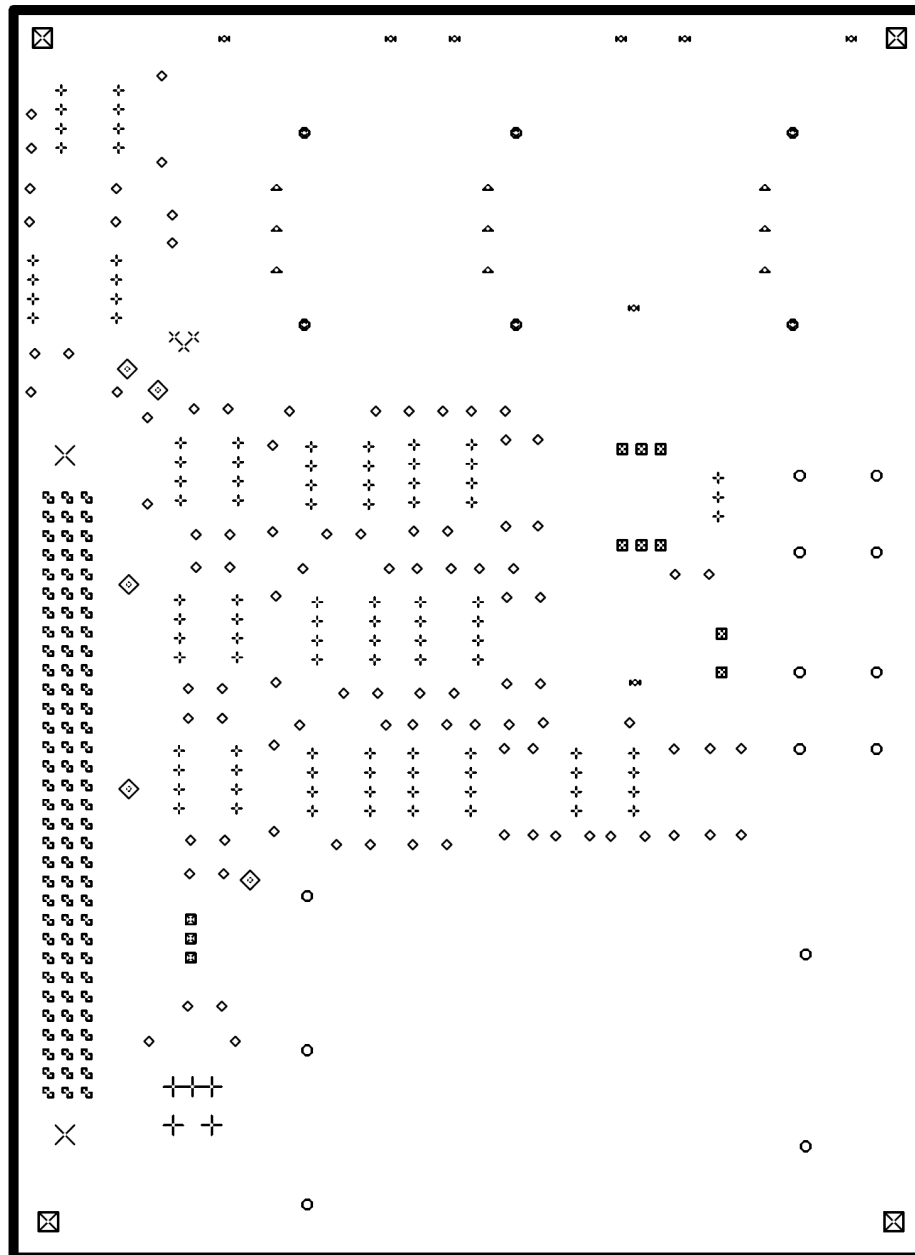
## A.2. BOTTOM LAYER, vista desde la cara TOP (Escala 1:1)



### A.3. ASSEMBLY TOP (Escala 1:1)



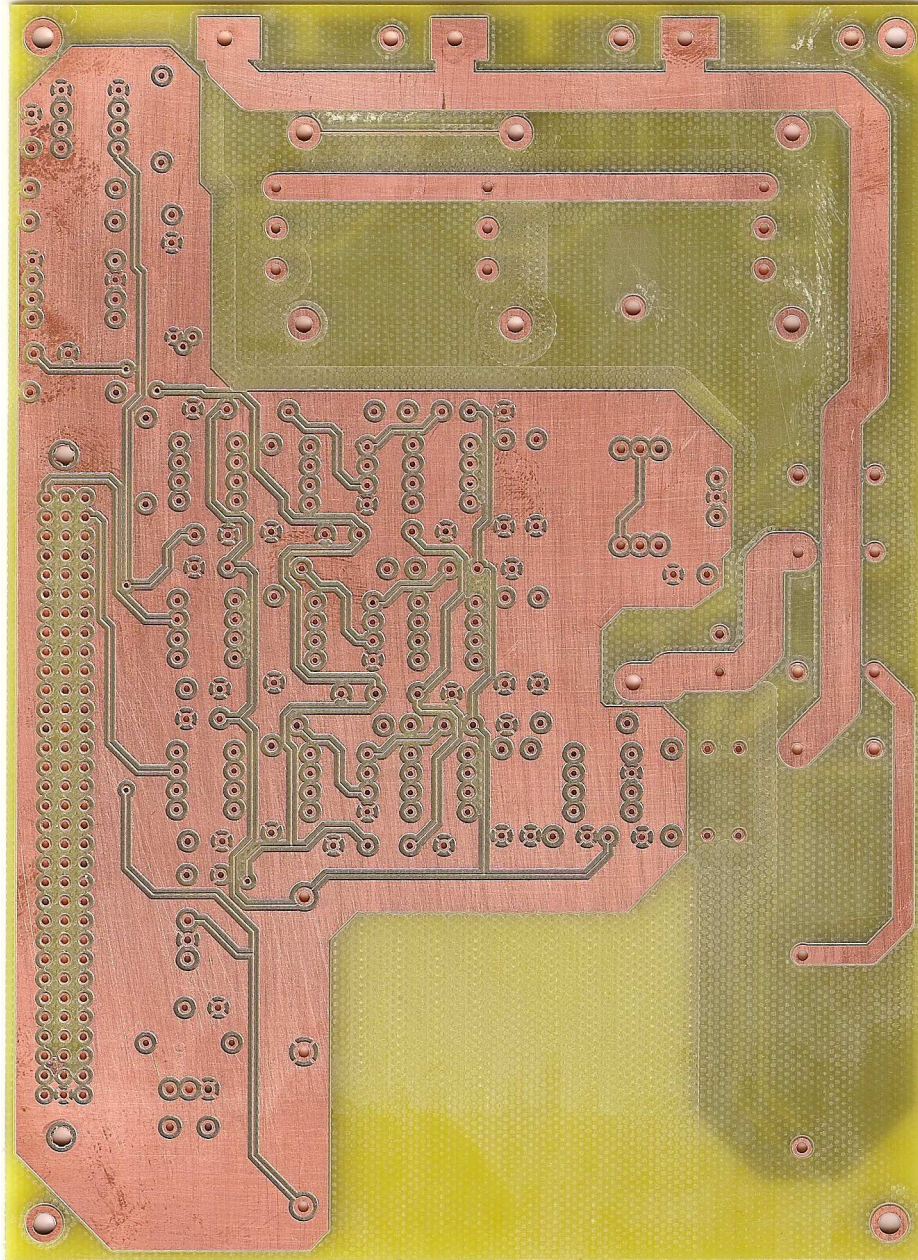
## A.4. DRILL DRAWING (Escala 1:1)



DRILL CHART				
SYM	DIAM	TOL	QTY	NOTE
◇	0.028		5	
×	0.031		3	
+	0.032		99	
◊	0.035		96	
⊕	0.038		96	
⊞	0.039		3	
+	0.044		5	
⊞	0.046		8	
○	0.059		13	
△	0.060		9	
⊞	0.087		8	
⊞	0.091		6	
×	0.116		2	
⊞	0.118		4	
TOTAL			357	

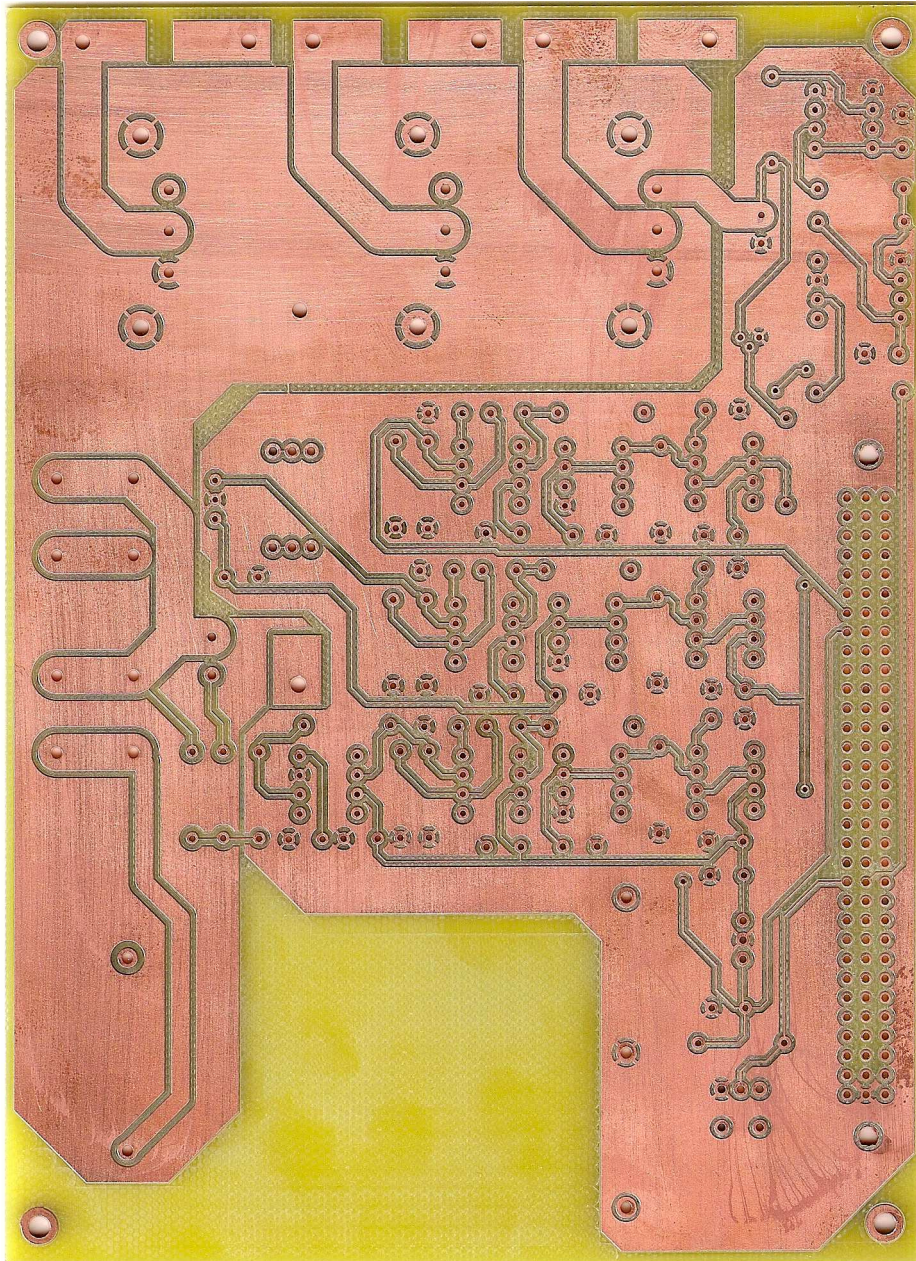


## **A.5. PCB TOP (Escala 1:1)**





## **A.6. PCB BOTTOM (Escala 1:1)**





## ***ANEXO B***

---

# **PROGRAMAS SOFTWARE.**

## ANEXO B. PROGRAMAS SOFTWARE

### B.1. Programas en MATLAB

#### B.1.1. SSPC15

```
function []=SSPC15()

format short eng
R=27;
C=500e-6;
dt=1e-6;
isspc(1)=15;
ir(1)=0;
ic(1)=isspc(1)-ir(1);
vsspc(1)=270;
vc(1)=0;
n=1;
t(1)=0;

while ((vc(n)<270&&t(n)<1))
    n=n+1;
    t(n)=t(n-1)+dt;
    isspc(n)=15;
    ir(n)=ir(n-1)+(ic(n-1)*dt)/(R*C);
    ic(n)=isspc(n)-ir(n);
    vc(n)=vc(n-1)+(ic(n)*dt)/C;
    vsspc(n)=270-R*ir(n);

end
subplot(2,1,1)
legend(plot(t,vc,'.b',t,vsspc,'.r'),'Vc=Vr','Vsspc','Location','NorthWest')
xlabel('tiempo(s)','FontSize',15)
ylabel('Tensión(V)','FontSize',15)
grid on

subplot(2,1,2)
legend(plot(t,ic,'.b',t,ir,'.r',t,isspc,'.g'),'Ic','Ir','Isspc','Location','NorthWest')
xlabel('tiempo(s)','FontSize',15)
ylabel('Corriente(A)','FontSize',15)
grid on

T=(n-1)*dt
```

### B.1.2. SSPCreenganches

```
function []=SSPCreenganches(tc,td)
format short eng
R=27;
C=500e-6;
dt=1e-5;

isspc(1)=15;
ir(1)=0;
ic(1)=isspc(1)-ir(1);
vsspc(1)=270;
vc(1)=0;
n=1;
t(1)=0;
flag=1;

while vc(n)<269.5
    n=n+1;
    t(n)=t(n-1)+dt;
    if flag==1 || flag==3 || flag==5
        isspc(n)=15;
    else
        isspc(n)=0;
    end
    ir(n)=ir(n-1)+(ic(n-1)*dt)/(R*C);
    ic(n)=isspc(n)-ir(n);
    vc(n)=vc(n-1)+(ic(n)*dt)/C;
    vsspc(n)=270-R*ir(n);
    if t(n)>tc&& t(n)<(tc+td)
        flag=2;
    elseif t(n)>(tc+td)&& t(n)<(2*tc+td)
        flag=3;
    elseif t(n)>(2*tc+td)&& t(n)<(2*tc+2*td)
        flag=4;
    elseif t(n)>(2*tc+2*td)
        flag=5;
    end
end

subplot(2,1,1)
legend(plot(t,vc,'.b-',t,vsspc,'.r-'),'Vc=Vr','Vsspc','Location','NorthWest')
xlabel('tiempo(s)','FontSize',15)
ylabel('Tensión(V)','FontSize',15)
grid on

subplot(2,1,2)
legend(plot(t,ic,'.b-',t,ir,'.r-',t,isspc,'.g-'), 'Ic','Ir','Isspc','Location','NorthWest')
xlabel('tiempo(s)','FontSize',15)
ylabel('Corriente(A)','FontSize',15)
grid on
```

### B.1.3. SSPCSOA

```
function []=SSPCSOA(mosfets,V,R,C)
% inicializacion
format compact
format short eng
dt=1e-3;
Rdson=0.045;
Rdson50=1.25*Rdson;

isspc(1)=0;
ir(1)=0;
ic(1)=isspc(1)-ir(1);
vsspc(1)=V;
vc(1)=0;
n=1;
t(1)=0;
pendiente=2000;
pot(1)=0;
energia(1)=0;

%bucle de calculo
while (vc(n)<(V-(Rdson*(10/mosfets))))&&pendiente~=0

    flag=0;
    n=n+1;
    t(n)=t(n-1)+dt;
    isspc(n)=isspc(n-1)+pendiente*dt;
    ir(n)=ir(n-1)+(ic(n-1)*dt)/(R*C);
    ic(n)=isspc(n)-ir(n);
    vc(n)=vc(n-1)+(ic(n)*dt)/C;
    vsspc(n)=V-R*ir(n);
    pot(n)=vsspc(n)*isspc(n)/mosfets;
    energia(n)=energia(n-1)+dt*pot(n);

    %condición para detectar si no converge la solución y disminuir dt
    %como: ir(n)=ir(n-1)+(ic(n-1)*dt)/(R*C); si C<<dt, entonces ir--
    >infinito y
    %por tanto ic tendería a -infinito.
    if (ic(n)<0)
        dt=dt*0.1;
        pendiente=pendiente+1;
        pot(n)=561;
    end

    %condición para detectar si debido a que dt es muy grande se han
    usado
    %pocos puntos de iteración
    if (vc(n)>=(V-(Rdson*(10/mosfets)^2)))&&n<500
        dt=dt*0.1;
        pendiente=pendiente+1;
        pot(n)=561;
    end

    %si la potencia disipada es muy alta, se borran e inicializan
    todas las
    %variables y se disminuye la corriente en 1A/s para volver a hacer
    el
```

```
%calcululo de nuevo
if pot(n)>560
    pendiente=pendiente-1;
    clear isspc ;clear ir;clear ic;
    clear vsspc;clear vc;clear t;
    vsspc(1)=V;
    ir(1)=0;
    isspc(1)=0;
    ic(1)=isspc(1)-ir(1);
    vc(1)=0;
    n=1;
    t(1)=0;
end

end

if(pendiente==0)
    error('No es posible conectarse a la carga manteniendo los MOSFETs
dentro de la SOA');
else
    pendiente=pendiente
    isspcmax=isspc(n)
end

subplot(3,1,1)
legend(plot(1000*t,vc,'.b',1000*t,vsspc,'.r'),'Vc=Vr','Vsspc','Locatio
n','NorthWest')
xlabel('tiempo(ms)','FontSize',15)
ylabel('Tensión(V)','FontSize',15)
grid on

subplot(3,1,2)
legend(plot(1000*t,ic,'.b',1000*t,ir,'.r',1000*t,isspc,'.g'),'Ic','Ir'
,'Isspc','Location','NorthWest')
xlabel('tiempo(ms)','FontSize',15)
ylabel('Corriente(A)','FontSize',15)
grid on

subplot(3,1,3)
legend(plot(1000*t,pot,'.b'),'PotMOSFET','Location','NorthWest')
xlabel('tiempo(ms)','FontSize',15)
ylabel('Potencia(W)','FontSize',15)
grid on

T=(n-1)*dt
pmosfeton=Rdson50*(10/mosfets)^2
ptoton=pmosfeton*mosfets
if (150-50)/30<pmosfeton
    rth=(150-50)/pmosfeton-0.22-0.6
else
    fprintf('No se necesita disipadores\n');
end
tiempopulso=energia(n)/max(pot)
potmax=max(pot)
```



### B.1.4. SSPCSOA65\_35

```
function []=SSPCSOA65_35()  
%inicializacion  
format short eng  
R=27;  
C=500e-6;  
dt=1e-3;  
Rdson=0.045;  
Rdson50=1.25*Rdson;  
  
isspc(1)=0;  
ir(1)=0;  
ic(1)=isspc(1)-ir(1);  
vsspc(1)=270;  
vc(1)=0;  
n=1;  
t(1)=0;  
pendiente=6000;  
pot(1)=0;  
energia(1)=0;  
  
%bucle de calculo  
while (vc(n)<(270-(Rdson*10/2)))&&pendiente~=0  
    flag=0;  
    n=n+1;  
    t(n)=t(n-1)+dt;  
    isspc(n)=isspc(n-1)+pendiente*dt;  
    ir(n)=ir(n-1)+(ic(n-1)*dt)/(R*C);  
    ic(n)=isspc(n)-ir(n);  
    vc(n)=vc(n-1)+(ic(n)*dt)/C;  
    vsspc(n)=270-R*ir(n);  
    pot(n)=vsspc(n)*isspc(n)*0.65;  
    energia(n)=energia(n-1)+dt*pot(n);  
  
    %condición para detectar si no converge la solución y disminuir dt  
    %como: ir(n)=ir(n-1)+(ic(n-1)*dt)/(R*C); si C<dt, entonces ir-->infinito y  
    %por tanto ic tendería a -infinito.  
    if (ic(n)<0)  
        dt=dt*0.1;  
        pendiente=pendiente+1;  
        pot(n)=561;  
    end  
  
    %condición para detectar si debido a que dt es muy grande se han usado  
    %pocos puntos de iteración  
    if (vc(n)>=(270-(Rdson*(10/2)^2)))&&n<500  
        dt=dt*0.1;  
        pendiente=pendiente+1;  
        pot(n)=561;  
    end  
  
    %si la potencia disipada es muy alta, se borran e inicializan todas las  
    %variables y se disminuye la corriente en 1A/s para volver a hacer el  
    %calculo de nuevo  
    if pot(n)>560  
        pendiente=pendiente-1;
```



```
clear isspc ;clear ir;clear ic;
clear vsspc;clear vc;clear t;
vsspc(1)=270;
ir(1)=0;
isspc(1)=0;
ic(1)=isspc(1)-ir(1);
vc(1)=0;
n=1;
t(1)=0;

end
end
if(pendiente==0)
    error('No es posible conectarse a la carga manteniendo los MOSFETs dentro
de la SOA');
else
    pendiente_max=pendiente
    isspc_max=isspc(n)
end
subplot(3,1,1)
legend(plot(1000*t,vc, '.b', 1000*t,vsspc, '.r'), 'Vc=Vr', 'Vsspc', 'Location', 'North
West')
xlabel('tiempo(ms)', 'FontSize', 15)
ylabel('Tensión(V)', 'FontSize', 15)
grid on

subplot(3,1,2)
legend(plot(1000*t,ic, '.b', 1000*t,ir, '.r', 1000*t,isspc, '.g', 1000*t,isspc*0.65, '
.k', 1000*t,isspc*0.35, '.m'), 'Ic', 'Ir', 'Isspc', 'Imos65', 'Imos35', 'Location', 'Nor
thWest')
xlabel('tiempo(ms)', 'FontSize', 15)
ylabel('Corriente(A)', 'FontSize', 15)
grid on

subplot(3,1,3)
legend(plot(1000*t,pot, '.b'), 'PotMOSFET', 'Location', 'NorthWest')
xlabel('tiempo(ms)', 'FontSize', 15)
ylabel('Potencia(W)', 'FontSize', 15)
grid on

T=(n-1)*dt
ptoton=Rdson50/2*(10)^2
pmosfeton=ptoton/2
if (150-50)/30<pmosfeton
    rth=(150-50)/pmosfeton-0.22-0.6
else
    fprintf('No se necesita disipadores\n');
end
tiempopulso=energia(n)/max(pot)
potmax=max(pot)
```

## B.2. Programación del microcontrolador en C51

### B.2.1. PROGRAMA GENERAL

A continuación se muestra el programa general usado en todas las pruebas realizadas. Este programa contiene el “include” que llama al archivo “c8051f120.h” el cual contiene la declaración de todos los registros del microcontrolador para poder usarlos en el resto de la programación. También incluye la definición de constantes, la inicialización del microcontrolador para configurarlo inicialmente con los requisitos necesarios de fuentes de reset, inicialización de los timers, ADC, DAC, referencia de voltaje, puertos de entrada/salida, oscilador elegido como fuente de reloj y habilitación de interrupciones usadas. También contiene llamadas a funciones usadas desde el programa principal “main” y el código de programa que se ejecuta cuando ocurren alguna de las interrupciones (timer 0 o timer 1).

Finalmente hay que indicar que este programa contiene la función principal “main” vacía, debido a que esta parte de programa es idéntica y común en cada uno de los programas realizados, en los siguientes apartados se mostrarán las funciones “main” de cada programa en particular.

```
//-----  
// Includes  
//-----  
#include "C8051F120.h" // SFR declarations  
//-----  
// Global CONSTANTS  
//-----  
sbit LED = P1^6; // LED='1' means ON  
sbit P0_0=P0^0; // CTRL (RESET /CNVSTRO)  
sbit P0_1=P0^1;  
//-----  
// Function PROTOTYPES  
//-----  
void Reset_Sources_Init(void);  
void Timer_Init(void);  
void ADC_Init(void);  
void DAC_Init(void);  
void Voltage_Reference_Init(void);  
void Port_IO_Init(void);  
void Oscillator_Init(void);  
void Interrupts_Init(void);  
void Init_Device(void);  
void temp (void);  
//-----  
// MAIN Routine  
//-----  
void main ()  
{  
  
}  
//-----  
// Initialization Subroutines  
//-----  
// Peripheral specific initialization functions,  
// Called from the Init_Device() function  
//-----
```

```
// Reset_Sources_Init()  
//-----  
//  
// disable watchdog timer and configure P0.0 (switch) as a reset  
source  
void Reset_Sources_Init()  
{  
    char SFRPAGE_SAVE;  
    SFRPAGE_SAVE = SFRPAGE; // Save Current SFR page  
    SFRPAGE = 0; // Set SFR page  
    WDTCN = 0xDE;  
    WDTCN = 0xAD;  
    RSTSRC = 0x40;  
    SFRPAGE = SFRPAGE_SAVE; // Restore SFR page  
}  
//-----  
// Timer_Init()  
//-----  
void Timer_Init()  
{  
    char SFRPAGE_SAVE = SFRPAGE; // Save Current SFR page  
    SFRPAGE = TIMER01_PAGE; // Set SFR page  
    // Timer 0 mode 0 (16-bit Timer) 190us. Starts OFF  
    // Timer 1 mode 2 (8-bit timer with auto-reload). 10us Starts OFF  
    TMOD = 0x21;  
    CKCON = 0x18;  
    TL0 = 0x8b;  
    TL1 = 0x22;  
    TH0 = 0xfc;  
    TH1 = 0x22;  
    SFRPAGE = SFRPAGE_SAVE; // Restore SFR page  
}  
//-----  
// ADC_Init()  
//-----  
void ADC_Init()  
{  
    char SFRPAGE_SAVE = SFRPAGE; // Save Current SFR page  
    SFRPAGE = ADC0_PAGE; // Set SFR page  
    AMX0SL = 0x00;  
    ADC0CF = 0x20;  
    ADC0CN = 0xC1;  
    SFRPAGE = SFRPAGE_SAVE; // Restore SFR page  
}  
//-----  
// DAC_Init()  
//-----  
void DAC_Init()  
{  
    char SFRPAGE_SAVE = SFRPAGE; // Save Current SFR page  
    SFRPAGE = DAC0_PAGE; // Set SFR page  
    DAC0CN = 0x84;  
    SFRPAGE = SFRPAGE_SAVE; // Restore SFR page  
}  
//-----  
// Voltage_Reference_Init()  
//-----  
void Voltage_Reference_Init()  
{  
    char SFRPAGE_SAVE = SFRPAGE; // Save Current SFR page  
    SFRPAGE = ADC0_PAGE; // Set SFR page  
    REF0CN = 0x03;  
    SFRPAGE = SFRPAGE_SAVE; // Restore SFR page  
}  
//-----  
// Port_IO_Init  
//-----  
//
```

```
// Configure the Crossbar and GPIO (General-Purpose I/O) ports
//
void Port_IO_Init()
{
    // Enable crossbar and weak pull-ups
    // P0.0 - Switch, Open-Drain, Digital Fuente de Reset
    // P0.1 - Output to the MOSFET Driver, Push-Pull, Digital
    // P1.6 - Green LED C8051D120-D, Push-Pull, Digital
    char SFRPAGE_SAVE = SFRPAGE; // Save Current SFR page
    SFRPAGE = CONFIG_PAGE; // Set SFR page
    P0MDOUT = 0x02;
    P1MDOUT = 0x40;
    XBR2 = 0x41;
    SFRPAGE = SFRPAGE_SAVE; // Restore SFR page
}
//-----
// Oscillator_Init()
//-----
void Oscillator_Init()
{
    // This routine initializes the system clock to use the external
    // 22.1184 MHz crystal as
    // its clock source
    int i;
    char SFRPAGE_SAVE = SFRPAGE; // Save Current SFR page
    SFRPAGE = CONFIG_PAGE; // Set SFR page
    OSCXCN = 0x67; // Start ext osc with 22.1184MHz crystal
    for (i=0; i < 3000; i++); // Wait 1ms for the oscillator to start
    up
    while (!(OSCXCN & 0x80)); // Wait until the Cristal Valid Flag is
    set to '1'
    // which means the external oscillator is settled.
    CLKSEL = 0x01; // Switch to the external crystal oscillator
    OSCICN = 0x00; // Disable the internal oscillator
    SFRPAGE = SFRPAGE_SAVE; // Restore SFR page
}
//-----
// Interrupts_Init()
//-----
void Interrupts_Init()
{
    IE = 0x8A; // enable all //specific: T0 and T1
}
//-----
// Init_Device(void)
//-----
// Initialization function for device,
// Call Init_Device() from your main program
void Init_Device(void)
{
    Reset_Sources_Init();
    Timer_Init();
    ADC_Init();
    DAC_Init();
    Voltage_Reference_Init();
    Port_IO_Init();
    Oscillator_Init();
    Interrupts_Init();
}

// Others subroutines called from main program
// This subroutine
void temp (void)
{
    SFRPAGE=0x00;
    TR1=1;
    while (timedac==0);
    timedac=0;
}
```

```
}

//-----
// Interrupt Service Routines
//-----
//-----
// Timer_1 Interrupt
//-----
//
// NOTE: The SFRPAGE register will automatically be switched to the
// Timer 1 Page
// When an interrupt occurs. SFRPAGE will return to its previous
// setting on exit
// from this routine.
void Timer_0 (void) interrupt 1
{
    //16bits -- 40us
    TH0=0xfc;
    TL0=0x8b
}
void Timer_1 (void) interrupt 3
{
    // 8bits -- 10us
    TR1=0; //Timer1 Stop
}
```

### B.2.2. Conexión/desconexión carga resistiva

- Interruptor.c

```
void main ()
{
    SFRPAGE = 0;
    Init_Device();
    P0_1=0;
    while (1);
}
```

Este programa llama a la función *Init\_Device()*, la cual a su vez va llamando a las distintas funciones que van inicializando el micro, y una vez ejecutada se pone el pin P0.1 a cero, con lo que el driver se pone a +12V y el MOSFET pasa de corte a zona óhmica. Cuando el interruptor está en el sentido contrario (llegando un '1' lógico al microcontrolador) actúa la fuente de reset y la salida del driver da 0V, pasando el MOSFET de zona óhmica a corte.

### B.2.3. Corte por corriente máxima

- Corrientemax.c

```
void main ()
{
    Init_Device();
    SFRPAGE = 0;
    while (1)
    {
        P0_1=0;
        AD0INT=0;
        AD0BUSY=1;
        while (AD0INT==0);
        if(ADC0H<=0xED) //en este caso cortaría para 7.8A
        {
            P0_1=1;
        }
    }
}
```

Este programa comprueba continuamente el valor de la corriente, y si esta es mayor que un valor programado, se corta la corriente por el SSPC y además entra en un estado de "latch" en el que solo se puede salir reiniciando el sistema, o apagando el interruptor y encendiéndolo de nuevo

#### B.2.4. Conexión con derivada de corriente constante.

- Pendiente.c

```
void main ()
{
    P0_1=1;
    Init_Device();
    SFRPAGE = 0;
    DAC0L=0x8F;
    DAC0H=0xE5;
    TR0=1;
    while (TR1==1);
    P0_1=0;
    while (1)
    {
        do {
            if (DAC0L<=0x0F)
            {
                DAC0L=0xFF;
                DAC0H=DAC0H-0x01;
            }
            else
            {
                DAC0L=DAC0L-0x10;
                DAC0H=DAC0H;
            }
        } while (TR0==1);
        while ((DAC0L<=0x0F) || (DAC0H!=0x00));
    }
}
```

Este programa va decrementando el DAC un bit cada 40microsegundos, de manera que la tensión  $V_{gs}$  se va incrementando según se puede ver en la Figura 48. A partir de la curva de la Figura 48 y la curva característica  $I_d$ - $V_{gs}$  del MOSFET, se puede calcular de forma aproximada el tiempo de carga hasta 10A. En el caso de que se programe el timer 1 para que actúe la interrupción cada 190 microsegundos, el tiempo sería unos 10ms. También se programó para 10 microsegundos (el tiempo programado en el timer 1) y el tiempo desde corte hasta 10A fue de 2.5ms, probándose solamente para carga resistiva pura.

Para el caso de la conexión/desconexión de una carga inductiva, el programa utilizado fue también este último.



## ***ANEXO C***

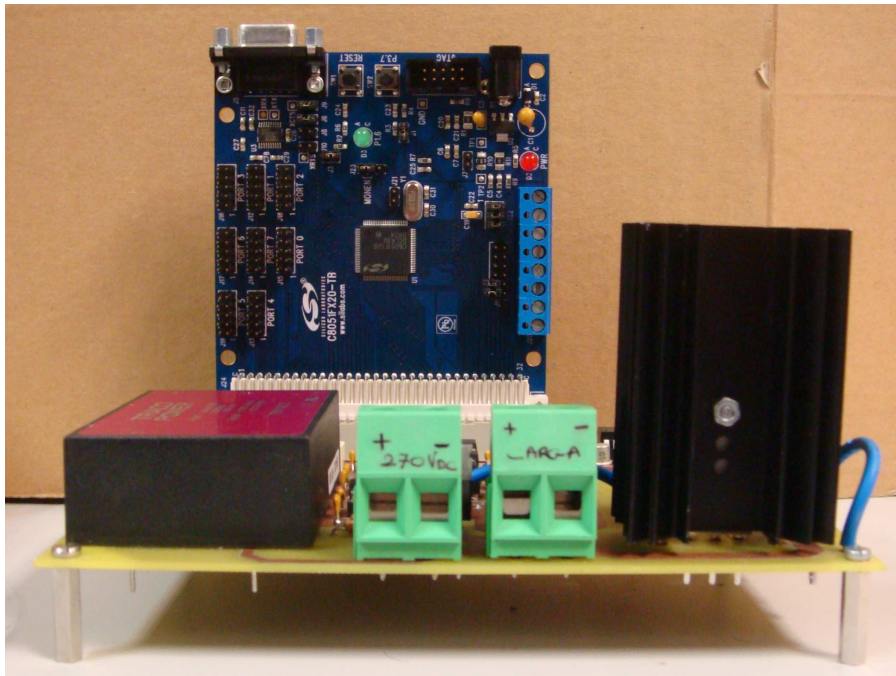
---

# **PROTOTIPO Y LABORATORIO.**

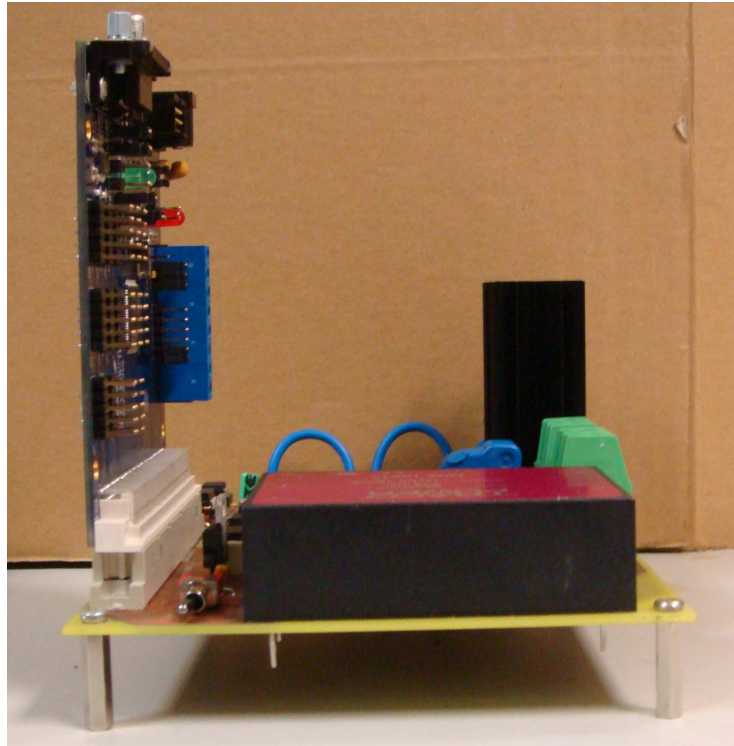


## ANEXO C. PROTOTIPO Y LABORATORIO

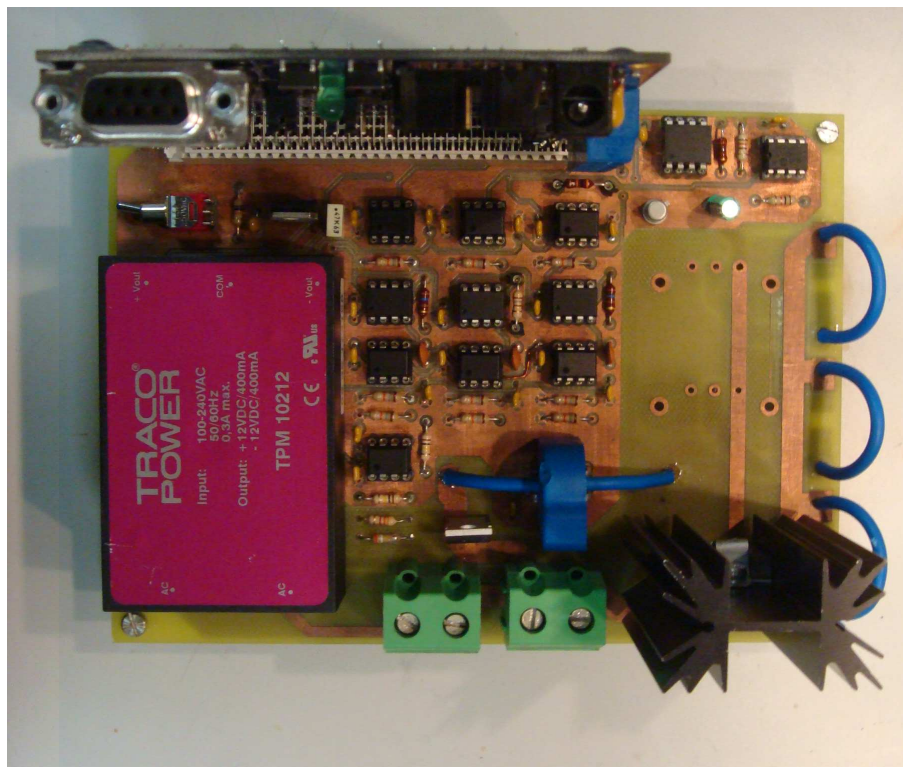
A lo largo de este anexo se pueden ver imágenes del prototipo en vista, alzado y perfil, de los equipos utilizados para hacer las pruebas, de las cargas utilizadas y detalles del prototipo.



**Figura 62. Vista en Alzado del prototipo**

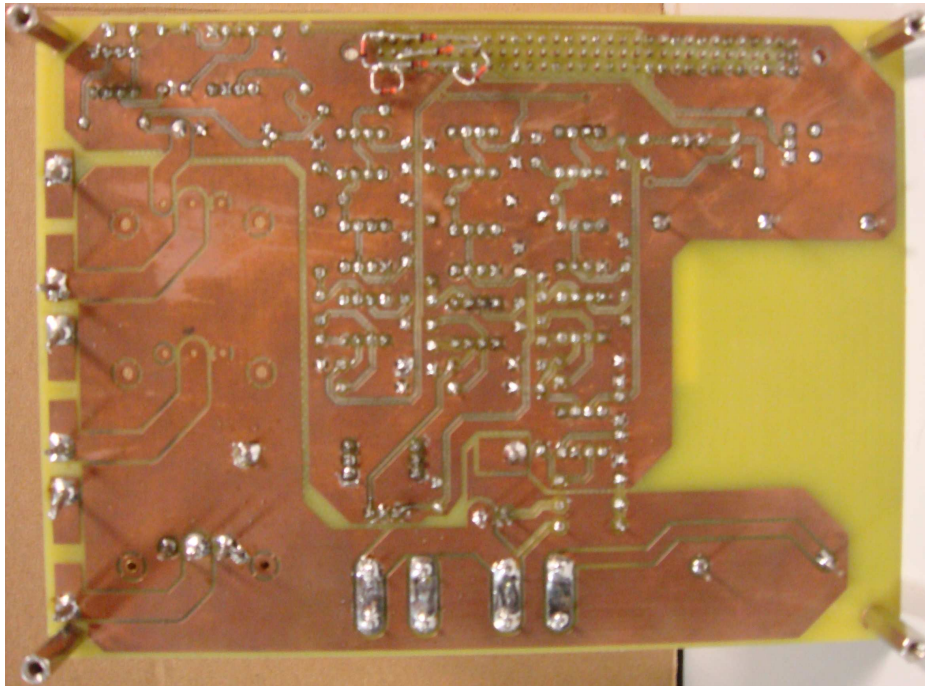


**Figura 63. Vista de Perfil del Prototipo**

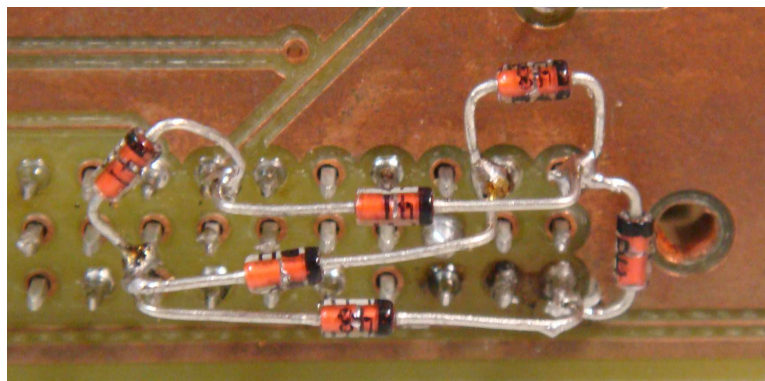


**Figura 64. Vista en Planta del prototipo**





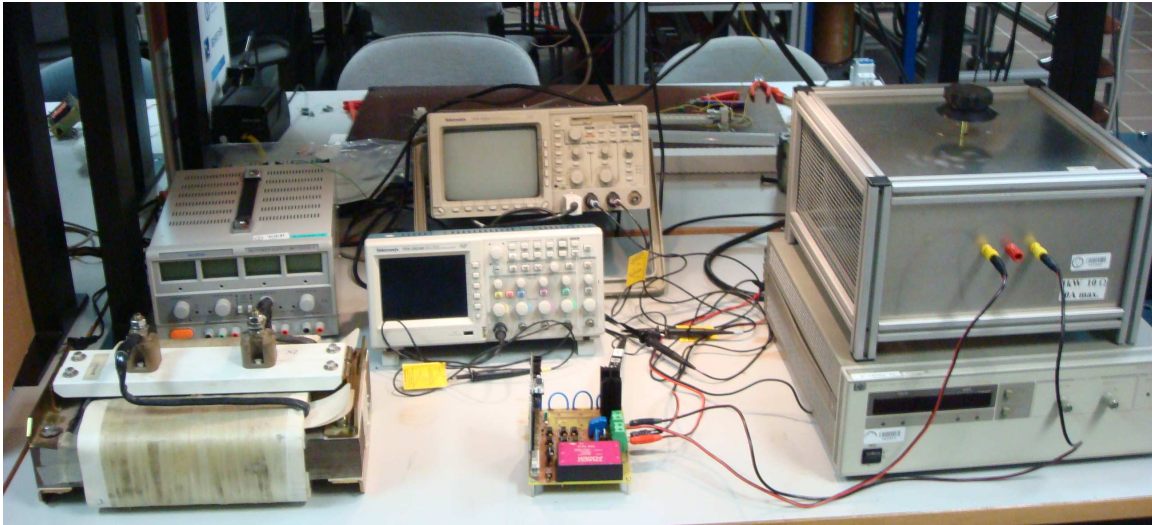
**Figura 65. Vista de las soldaduras**



**Figura 66. Detalle de la soldadura de la protección de tensión con diodos**



**Figura 67. Detalle del sensor de corriente al osciloscopio en el prototipo**

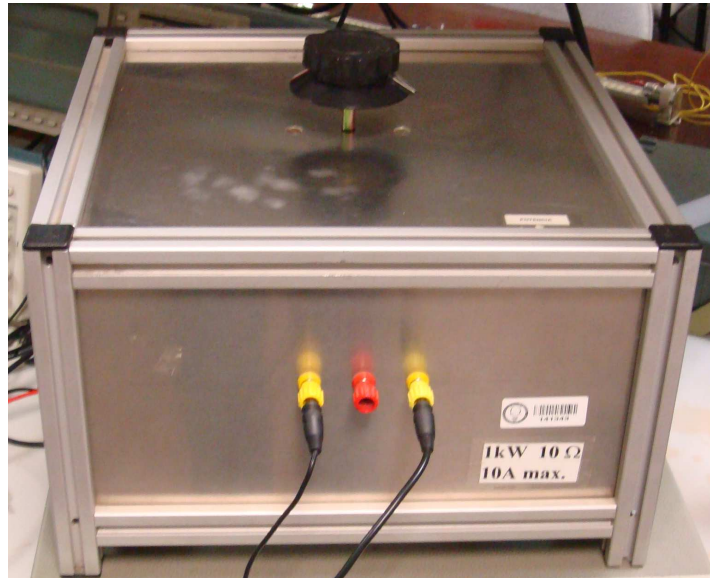


**Figura 68. Puesto de pruebas en el laboratorio del GSEP (vista 1)**

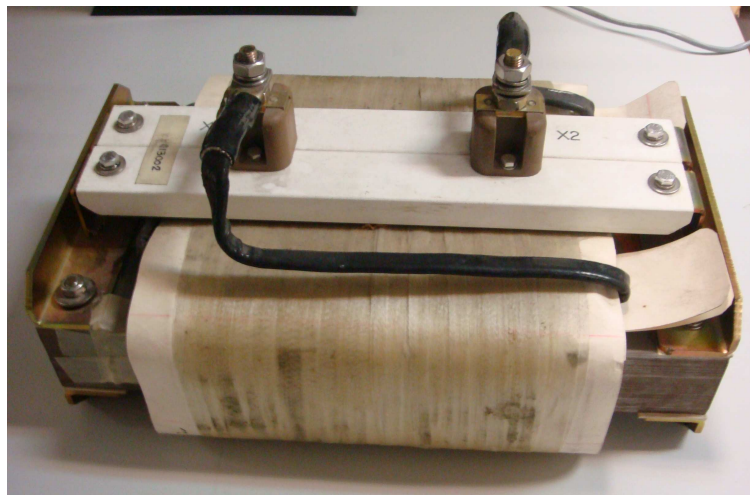


**Figura 69. Puesto de pruebas en el laboratorio del GSEP (vista 2)**

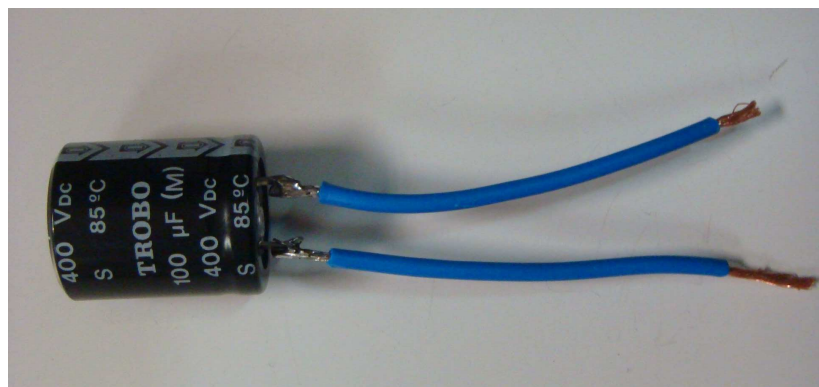




**Figura 70. Carga Resistiva 10Ohm (1kW)**



**Figura 71. Carga Inductiva (2.53mH)**



**Figura 72. Carga capacitiva (100μF)**



## ***ANEXO D***

---

# **DATASHEETS.**

## **ANEXO D. DATASHEETS**

En las siguientes hojas se muestran las DataSheets u hojas de características de todos los componentes utilizados en el circuito final fabricado, excepto algunos elementos pasivos (el interruptor o switch, el conector de la carga, las resistencias y los condensadores)

D.1. STY60NM50. ....	132
D.2. LTS 25-NP .....	138
D.3. DHG 20 / 600PA. ....	141
D.4. IL300. ....	143
D.5. MC7805. ....	151
D.6. MCP1407. ....	154
D.7. HCNW137. ....	159
D.8. TL081I. ....	168
D.9. TPM 10212 .....	172
D.10. CONECTOR DIN41612 TIPO C .....	176
D.11. SK 129 63,5 STS .....	177
D.12. 2N2222 .....	178
D.13. C8051F120 y DK (Development Kit) .....	181
D.14. 1N4148 .....	185

## D.1. STY60NM50.



### STY60NM50

N-CHANNEL 500V - 0.045Ω - 60A Max247  
Zener-Protected MDmesh™ Power MOSFET

TYPE	V <sub>DSS</sub>	R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
STY60NM50	500V	< 0.05Ω	60 A

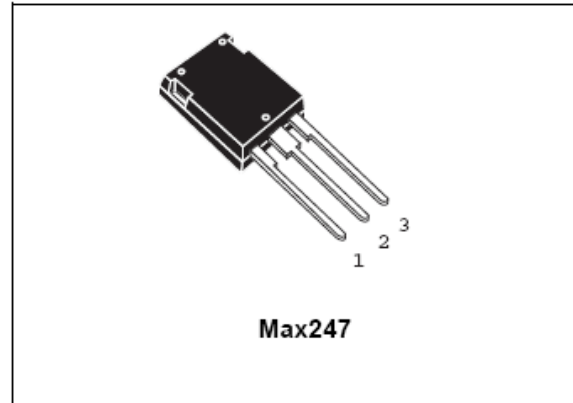
- TYPICAL R<sub>DS(on)</sub> = 0.045Ω
- HIGH dv/dt AND AVALANCHE CAPABILITIES
- IMPROVED ESD CAPABILITY
- LOW INPUT CAPACITANCE AND GATE CHARGE
- LOW GATE INPUT RESISTANCE
- TIGHT PROCESS CONTROL
- INDUSTRY'S LOWEST ON-RESISTANCE

#### DESCRIPTION

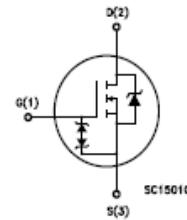
The MDmesh™ is a new revolutionary MOSFET technology that associates the Multiple Drain process with the Company's PowerMESH™ horizontal layout. The resulting product has an outstanding low on-resistance, impressively high dv/dt and excellent avalanche characteristics. The adoption of the Company's proprietary strip technique yields overall dynamic performance that is significantly better than that of similar competition's products.

#### APPLICATIONS

The MDmesh™ family is very suitable for increasing power density of high voltage converters allowing system miniaturization and higher efficiencies.



#### INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DS</sub>	Drain-source Voltage (V <sub>GS</sub> = 0)	500	V
V <sub>DGR</sub>	Drain-gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 20 kΩ)	500	V
V <sub>GS</sub>	Gate- source Voltage	±30	V
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>C</sub> = 25°C	60	A
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>C</sub> = 100°C	37.8	A
I <sub>DM</sub> (•)	Drain Current (pulsed)	240	A
P <sub>TOT</sub>	Total Dissipation at T <sub>C</sub> = 25°C	560	W
V <sub>ESD</sub> (G-S)	Gate source ESD(HBM-C=100pF, R=15KΩ)	6	KV
	Derating Factor	4.5	W/°C
dv/dt (1)	Peak Diode Recovery voltage slope	15	V/ns
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T <sub>j</sub>	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(•)Pulse width limited by safe operating area  
November 2003

(1)I<sub>SD</sub> ≤ 60A, di/dt ≤ 400A/μs, V<sub>DD</sub> ≤ V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>j</sub> ≤ T<sub>JMAX</sub>

1/8



## STY60NM50

### THERMAL DATA

Rthj-case	Thermal Resistance Junction-case	Max	0.22	°C/W
Rthj-amb	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	30	°C/W
T <sub>l</sub>	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	°C

### AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I <sub>AR</sub>	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T <sub>j</sub> max)	30	A
E <sub>AS</sub>	Single Pulse Avalanche Energy (starting T <sub>j</sub> = 25 °C, I <sub>D</sub> = I <sub>AR</sub> , V <sub>DD</sub> = 35 V)	1.4	J

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TCASE = 25 °C UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)

#### OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-source Breakdown Voltage	I <sub>D</sub> = 250 μA, V <sub>GS</sub> = 0	500			V
I <sub>DSS</sub>	Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>GS</sub> = 0)	V <sub>DS</sub> = Max Rating V <sub>DS</sub> = Max Rating, T <sub>C</sub> = 125 °C			10 100	μA μA
I <sub>GSS</sub>	Gate-body Leakage Current (V <sub>DS</sub> = 0)	V <sub>GS</sub> = ± 20V			± 10	μA

#### ON (1)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 250μA	3	4	5	V
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-source On Resistance	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 30A		0.045	0.05	Ω

### DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g <sub>fs</sub> (1)	Forward Transconductance	V <sub>DS</sub> > I <sub>D(on)</sub> × R <sub>DS(on)</sub> max, I <sub>D</sub> = 30A		35		S
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	V <sub>DS</sub> = 25V, f = 1 MHz, V <sub>GS</sub> = 0		7500		pF
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance			980		pF
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance			200		pF
R <sub>G</sub>	Gate Input Resistance	f=1 MHz Gate DC Bias = 0 Test Signal Level = 20mV Open Drain		1.5		Ω

Note: 1. Pulsed: Pulse duration = 300 μs, duty cycle 1.5 %.

STY60NM50

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONTINUED)**  
SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Delay Time	$V_{DD} = 250V, I_D = 30A$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see test circuit, Figure 3)		51		ns
$t_r$	Rise Time			58		ns
$Q_g$	Total Gate Charge	$V_{DD} = 400V, I_D = 60A,$ $V_{GS} = 10V$		190	266	nC
$Q_{gs}$	Gate-Source Charge			53		nC
$Q_{gd}$	Gate-Drain Charge			97		nC

SWITCHING OFF

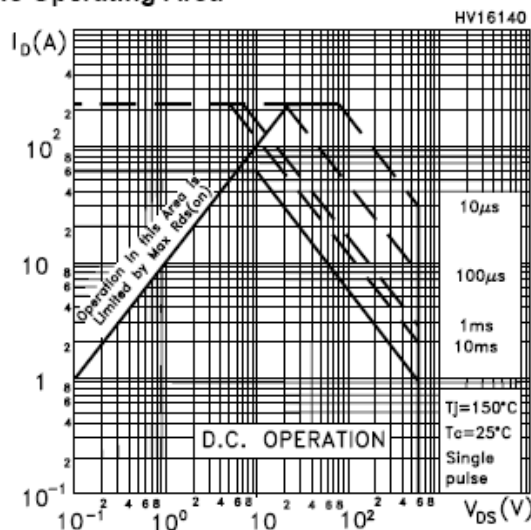
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(off)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400V, I_D = 60A,$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see test circuit, Figure 5)		51		ns
$t_f$	Fall Time			46		ns
$t_c$	Cross-over Time			108		ns

SOURCE DRAIN DIODE

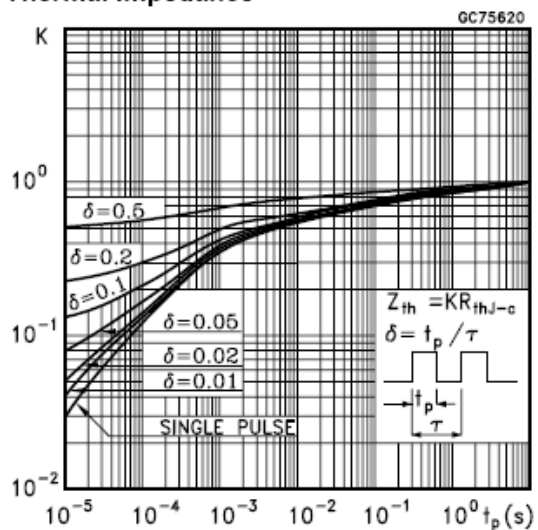
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{SD}$	Source-drain Current				60	A
$I_{SDM} (2)$	Source-drain Current (pulsed)				240	A
$V_{SD} (1)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 60A, V_{GS} = 0$			1.5	V
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 60A, di/dt = 100A/\mu s,$ $V_{DD} = 100V, T_J = 25^\circ C$ (see test circuit, Figure 5)		532		ns
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge			9.9		$\mu C$
$I_{RRM}$	Reverse Recovery Current			37		A
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 60A, di/dt = 100A/\mu s,$ $V_{DD} = 100V, T_J = 150^\circ C$ (see test circuit, Figure 5)		636		ns
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge			13.4		$\mu C$
$I_{RRM}$	Reverse Recovery Current			42		A

Note: 1. Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu s$ , duty cycle 1.5 %.  
2. Pulse width limited by safe operating area.

**Safe Operating Area**

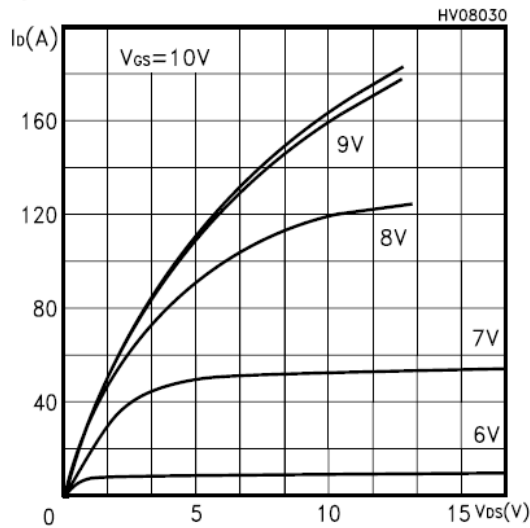


**Thermal Impedance**

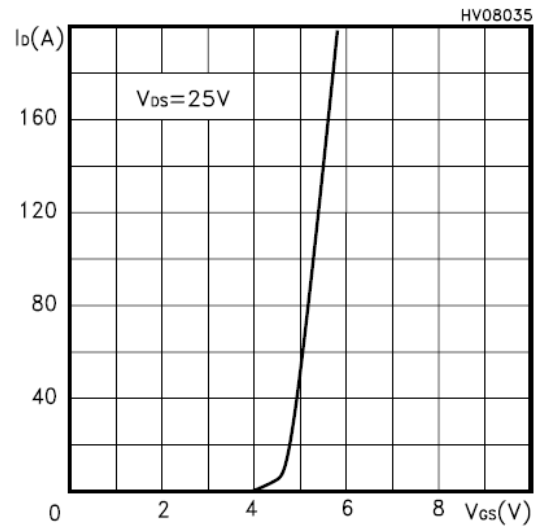


## STY60NM50

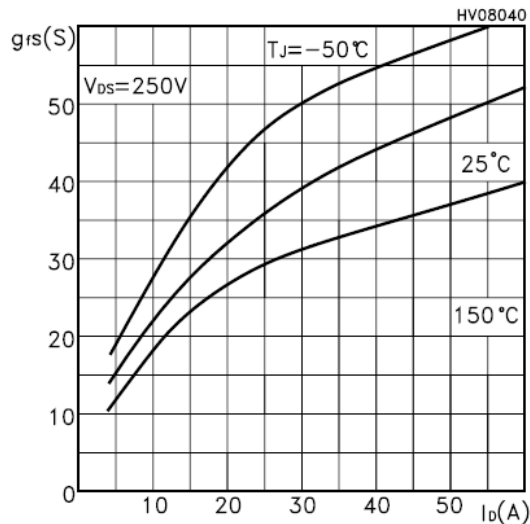
### Output Characteristics



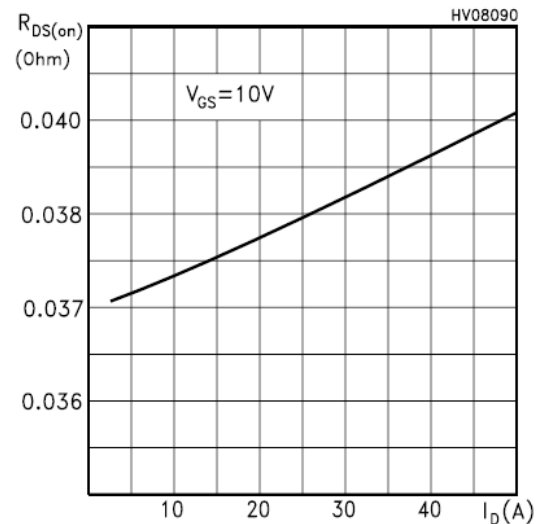
### Transfer Characteristics



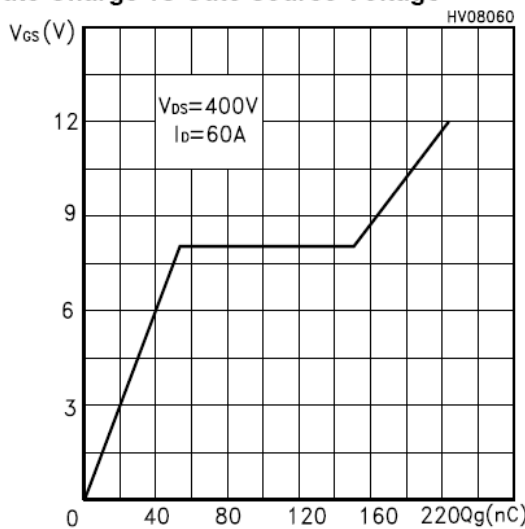
### Transconductance



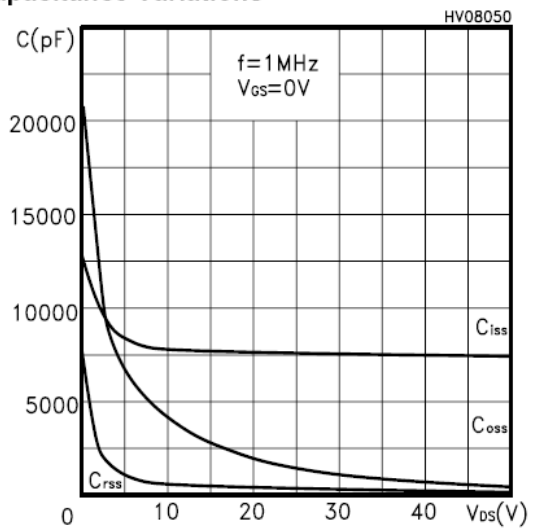
### Static Drain-source On Resistance



### Gate Charge vs Gate-source Voltage

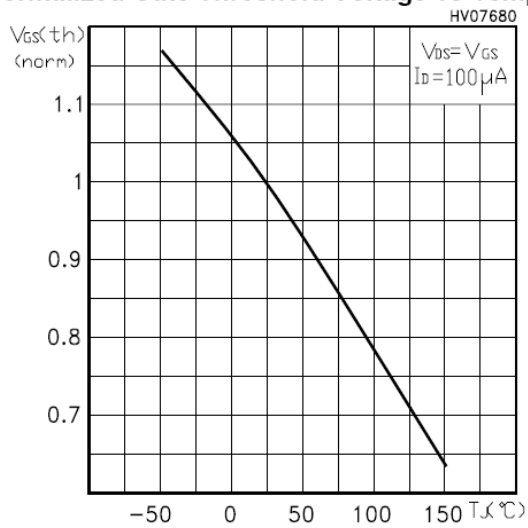


### Capacitance Variations

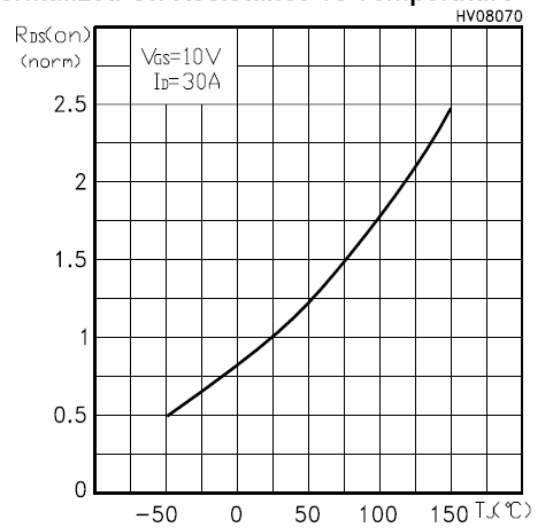


STY60NM50

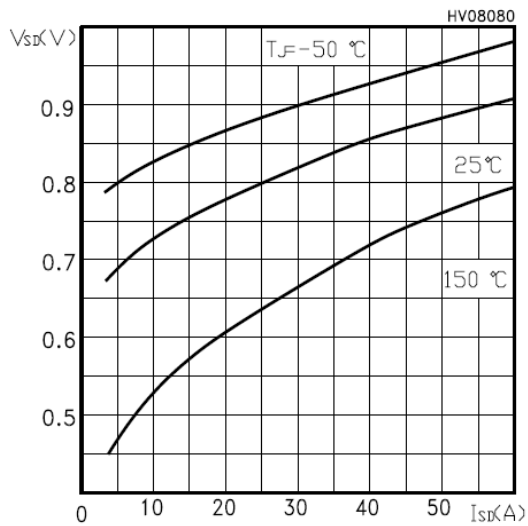
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temp.



Normalized On Resistance vs Temperature

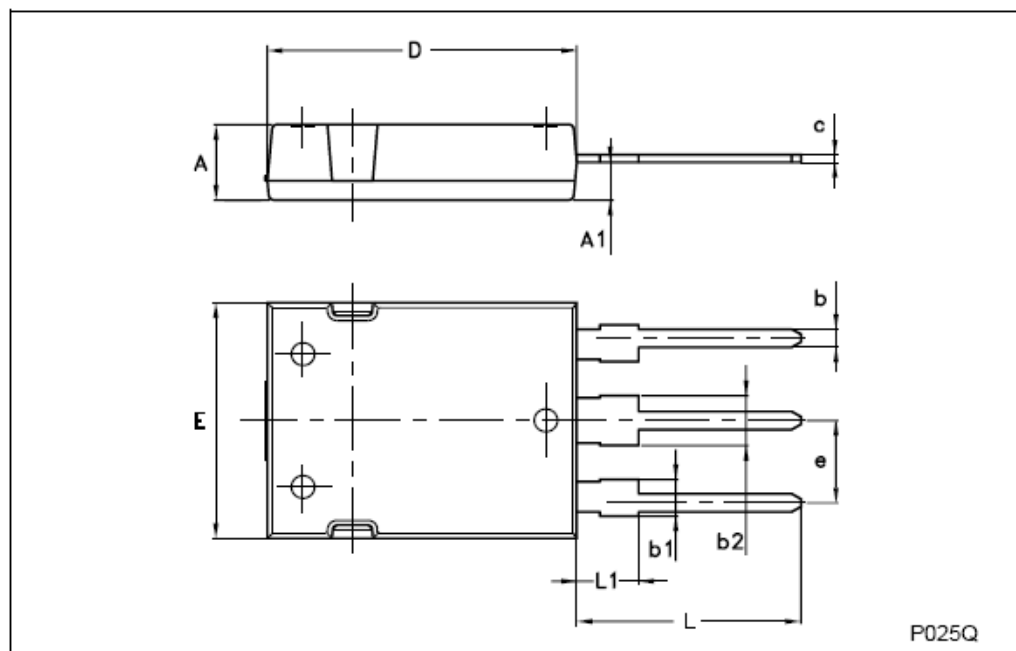


Source-drain Diode Forward Characteristics



Max247 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.70		5.30			
A1	2.20		2.60			
b	1.00		1.40			
b1	2.00		2.40			
b2	3.00		3.40			
c	0.40		0.80			
D	19.70		20.30			
e	5.35		5.55			
E	15.30		15.90			
L	14.20		15.20			
L1	3.70		4.30			



## D.2. LTS 25-NP



### Current Transducer LTS 25-NP

$$I_{PN} = 25 \text{ At}$$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



#### Electrical data

$I_{PN}$	Primary nominal current rms	25	At
$I_{PM}$	Primary current, measuring range	0 .. $\pm 80$	At
$V_{OUT}$	Output voltage (Analog) @ $I_p$	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_p / I_{PN})$	V
	$I_p = 0$	$2.5^{1)}$	V
$G$	Sensitivity	25	mV/A
$N_s$	Number of secondary turns ( $\pm 0.1$ %)	2000	
$R_L$	Load resistance	$\geq 2$	k $\Omega$
$R_{IM}$	Internal measuring resistance ( $\pm 0.5$ %)	50	$\Omega$
$TCR_{IM}$	Temperature coefficient of $R_{IM}$	$< 50$	ppm/K
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5$ %)	5	V
$I_C$	Current consumption @ $V_C = 5$ V	Typ $28 + I_s^{2)} + (V_{OUT} / R_L)$	mA

#### Accuracy - Dynamic performance data

$X$	Accuracy @ $I_{PN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 0.2$	%
	Accuracy with $R_{IM}$ @ $I_{PN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 0.7$	%
$\varepsilon_L$	Linearity error	$< 0.1$	%
$TCV_{OUT}$	Temperature coefficient of $V_{OUT}$ @ $I_p = 0$	Typ 50 Maxi 100	ppm/K
	-10 $^\circ\text{C}$ .. +85 $^\circ\text{C}$		
	-40 $^\circ\text{C}$ .. -10 $^\circ\text{C}$	150	ppm/K
$TG$	Temperature coefficient of $G$	50 <sup>3)</sup>	ppm/K
	-40 $^\circ\text{C}$ .. +85 $^\circ\text{C}$		
$V_{OM}$	Magnetic offset voltage @ $I_p = 0$ , after an overload of	$\pm 0.5$ $\pm 2.0$ $\pm 2.0$	mV mV mV
	3 x $I_{PN}$		
	5 x $I_{PN}$		
	10 x $I_{PN}$		
$t_{ra}$	Reaction time @ 10 % of $I_{PN}$	$< 100$	ns
$t_r$	Response time to 90 % of $I_{PN}$ step	$< 400$	ns
$di/dt$	di/dt accurately followed	$> 60$	A/ $\mu\text{s}$
$BW$	Frequency bandwidth (0 .. -0.5 dB)	DC .. 100	kHz
	(-0.5 .. 1 dB)	DC .. 200	kHz

#### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	-40 .. +85	$^\circ\text{C}$
$T_S$	Ambient storage temperature	-40 .. +100	$^\circ\text{C}$
	Insulating material group	III a	
$m$	Mass	10	g
	Standards <sup>4)</sup>	EN 50178: 1997 IEC 60950-1: 2001	

Notes: <sup>1)</sup> Absolute value @  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $2.475 < V_{OUT} < 2.525$

<sup>2)</sup>  $I_s = I_p / N_s$

<sup>3)</sup> Only due to  $TCR_{IM}$

<sup>4)</sup> Specification according to IEC 61000-4-3 are not guaranteed between 180 and 220 MHz.

#### Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Compact design for PCB mounting
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range.

#### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Very low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

#### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

#### Application domain

- Industrial.

Copyright protected.



## Current Transducer LTS 25-NP

### Isolation characteristics

$V_d$	Rms voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 min	3	kV
$\hat{V}_w$	Impulse withstand voltage 1.2/50 $\mu$ s	> 8	kV
$V_e$	Rms voltage for partial discharge extinction @ 10pC	Mini > 1.5	kV
dCp	Creepage distance <sup>5)</sup>	15.5	mm
dCl	Clearance distance <sup>6)</sup>	6.35	mm
CTI	Comparative Tracking Index (Group III a)	175	

### Application examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions :

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	IEC 61010-1
dCp, dCl, $\hat{V}_w$	Rated isolation voltage	Nominal voltage
Single isolation	600 V	600 V
Reinforced isolation	300 V	300 V

Notes: <sup>5)</sup> On housing

<sup>6)</sup> On PCB with soldering pattern UTEC93-703.

### Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

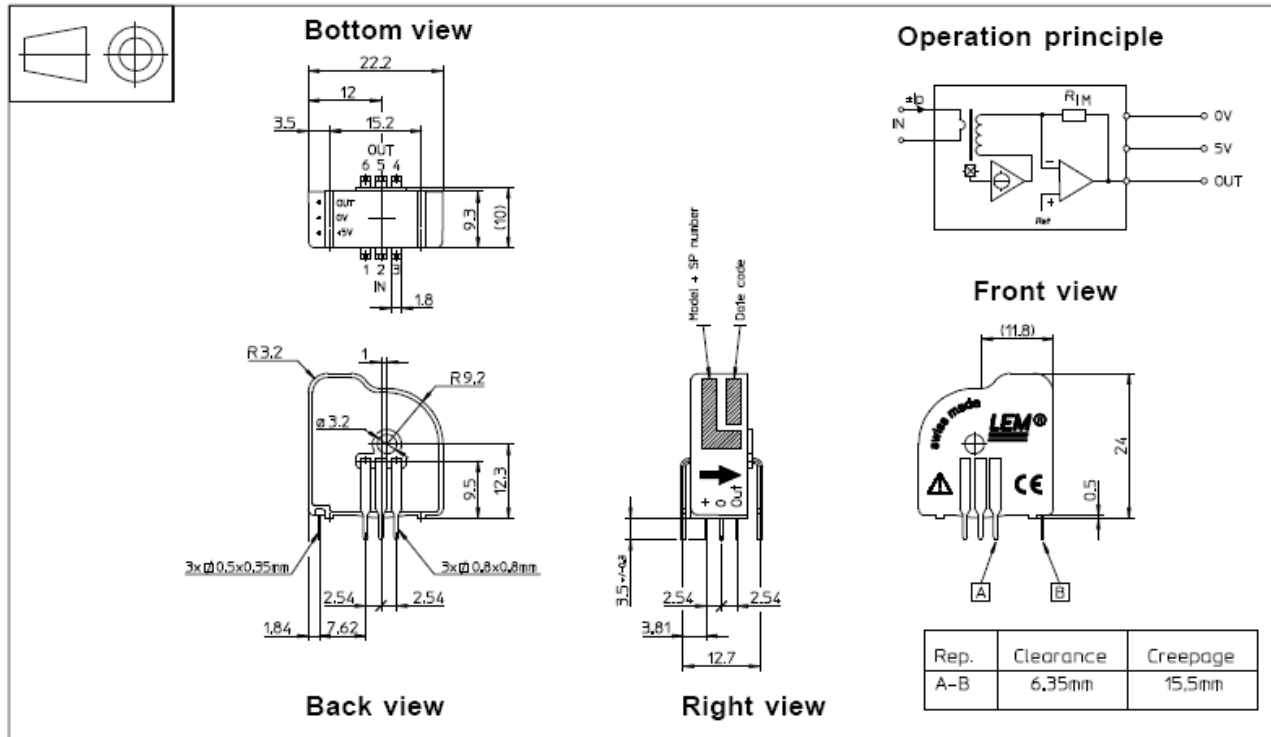
This transducer is a built-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

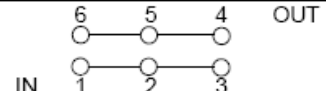
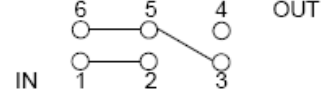
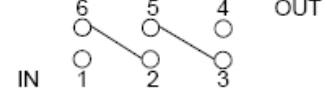
A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.



## Dimensions LTS 25-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Number of primary turns	Primary nominal current rms $I_{PN}$ [A]	Nominal output voltage $V_{OUT}$ [V]	Primary resistance $R_p$ [mΩ]	Primary insertion inductance $L_p$ [μH]	Recommended connections
1	± 25	$2.5 \pm 0.625$	0.18	0.013	
2	± 12	$2.5 \pm 0.600$	0.81	0.05	
3	± 8	$2.5 \pm 0.600$	1.62	0.12	

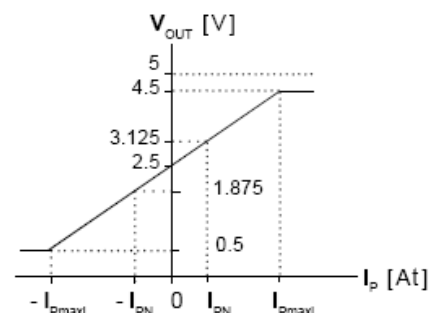
### Mechanical characteristics

- General tolerance: ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary: 6 pins 0.8 x 0.8 mm  
Recommended PCB hole: 1.3 mm
- Fastening & connection of secondary: 3 pins 0.5 x 0.35 mm  
Recommended PCB hole: 0.8 mm
- Additional primary through-hole: Ø 3.2 mm

### Remarks

- $V_{OUT}$  is positive when  $I_p$  flows from terminals 1, 2, 3 to terminals 6, 5, 4.
- Temperature of the primary jumper should not exceed 100°C.

### Output Voltage - Primary Current





### D.3. DHG 20 / 600PA.

**IXYS**

**DHG 20 I 600PA**

advanced

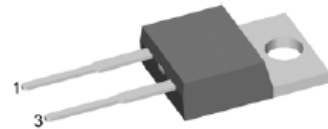
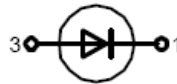
#### Sonic-FRD

High Performance Fast Recovery Diode  
Low Loss and Soft Recovery  
Single Diode

$V_{RRM} = 600 \text{ V}$   
 $I_{FAV} = 20 \text{ A}$   
 $t_{rr} = 35 \text{ ns}$

Part number

DHG 20 I 600PA



Backside: cathode

#### Features / Advantages:

- Planar passivated chips
- Very low leakage current
- Very short recovery time
- Improved thermal behaviour
- Very low  $I_{RM}$ -values
- Very soft recovery behaviour
- Avalanche voltage rated for reliable operation
- Soft reverse recovery for low EMI/RFI
- Low  $I_{RM}$  reduces:
  - Power dissipation within the diode
  - Turn-on loss in the commutating switch

#### Applications:

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Antisaturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Uninterruptible power supplies (UPS)

#### Package:

- TO-220AC
- Industry standard outline
- Epoxy meets UL 94V-0
- RoHS compliant

Symbol	Definition	Conditions	Ratings			Unit
			min.	typ.	max.	
$V_{RRM}$	max. repetitive reverse voltage	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$			600	V
$I_R$	reverse current	$V_R = 600 \text{ V}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$			30	$\mu\text{A}$
		$V_R = 600 \text{ V}$ $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$			3	mA
$V_F$	forward voltage	$I_F = 20 \text{ A}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$			2.32	V
		$I_F = 40 \text{ A}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$			3.10	V
		$I_F = 20 \text{ A}$ $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$			2.17	V
		$I_F = 40 \text{ A}$ $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$			3.03	V
$I_{FAV}$	average forward current	rectangular, $d = 0.5$ $T_C = 90^\circ\text{C}$			20	A
$V_{FO}$	threshold voltage	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$			1.31	V
$r_F$	slope resistance				37.5	$\text{m}\Omega$
$R_{thJC}$	thermal resistance junction to case				0.80	K/W
$T_{VJ}$	virtual junction temperature		-55		150	$^\circ\text{C}$
$P_{tot}$	total power dissipation	$T_C = 25^\circ\text{C}$			155	W
$I_{FSM}$	max. forward surge current	$t_p = 10 \text{ ms (50 Hz), sine}$ $T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$			150	A
$I_{RM}$	max. reverse recovery current	$I_F = 20 \text{ A};$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		8		A
		$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$				A
$t_{rr}$	reverse recovery time	$-di_F/dt = 400 \text{ A}/\mu\text{s}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		35		ns
		$V_R = 400 \text{ V}$ $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$				ns
$C_J$	junction capacitance	$V_R = 300 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		tbd		pF
$E_{AS}$	non-repetitive avalanche energy	$I_{AS} = \text{tbd A}; L = 100 \mu\text{H}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$			tbd	mJ
$I_{AR}$	repetitive avalanche current	$V_A = 1.5 \cdot V_R$ typ.; $f = 10 \text{ kHz}$			tbd	A

**IXYS**

**DHG 20 I 600PA**

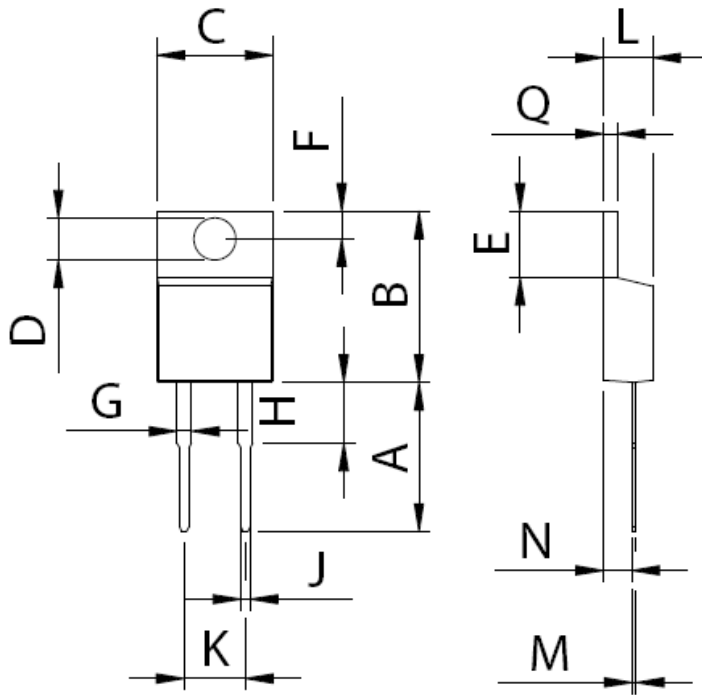
advanced

Symbol	Definition	Conditions	Ratings			Unit
			min.	typ.	max.	
$I_{RMS}$	RMS current	per pin*			35	A
$R_{\theta CH}$	thermal resistance case to heatsink			0.50		K/W
$M_D$	mounting torque		0.4		0.6	Nm
$F_C$	mounting force with clip		20		60	N
$T_{stg}$	storage temperature		-55		150	°C
Weight				2		g

\*  $I_{RMS}$  is typically limited by: 1. pin-to-chip resistance; or by 2. current capability of the chip.

In case of 1, a common cathode/anode configuration and a non-isolated backside, the whole current capability can be used by connecting the backside.

Outlines TO-220AC



Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	12.70	14.73	0.500	0.580
B	14.23	16.51	0.560	0.650
C	9.66	10.66	0.380	0.420
D	3.54	4.08	0.139	0.161
E	5.85	6.85	2.300	0.420
F	2.54	3.42	0.100	0.135
G	1.15	1.77	0.045	0.070
H	-	6.35	-	0.250
J	0.64	0.89	0.025	0.035
K	4.83	5.33	0.190	0.210
L	3.56	4.82	0.140	0.190
M	0.51	0.76	0.020	0.030
N	2.04	2.49	0.080	0.115
Q	0.64	1.39	0.025	0.055

## D.4. IL300. SIEMENS

## IL300 LINEAR OPTOCOUPLER

### FEATURES

- Couples AC and DC signals
- 0.01% Servo Linearity
- Wide Bandwidth, >200 KHz
- High Gain Stability,  $\pm 0.005\%/^{\circ}\text{C}$
- Low Input-Output Capacitance
- Low Power Consumption, < 15mw
- Isolation Test Voltage, 5300 VAC<sub>RMS</sub>, 1 sec.
- Internal Insulation Distance, >0.4 mm for VDE
- Underwriters Lab File #E52744
- VDE Approval #0884 (Optional with Option 1, Add -X001 Suffix)
- IL300G Replaced by IL300-X006

### APPLICATIONS

- Power Supply Feedback Voltage/Current
- Medical Sensor Isolation
- Audio Signal Interfacing
- Isolate Process Control Transducers
- Digital Telephone Isolation

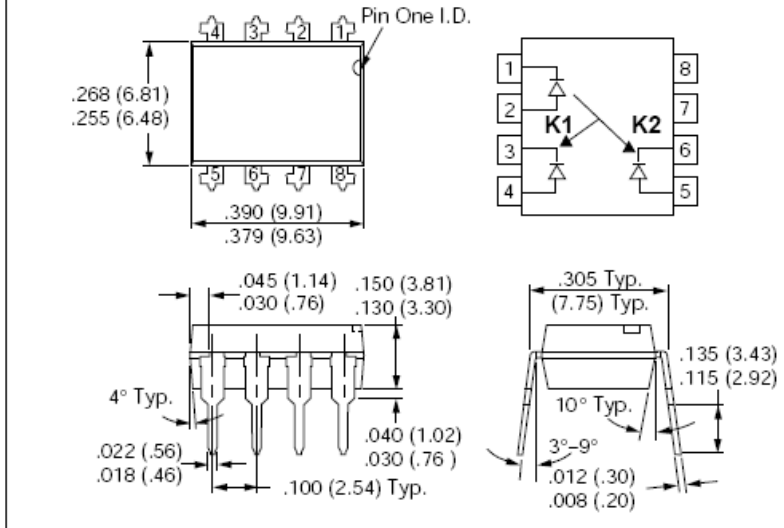
### DESCRIPTION

The IL300 Linear Optocoupler consists of an AlGaAs IRLED irradiating an isolated feedback and an output PIN photodiode in a bifurcated arrangement. The feedback photodiode captures a percentage of the LED's flux and generates a control signal ( $I_{P1}$ ) that can be used to servo the LED drive current. This technique compensates for the LED's non-linear, time, and temperature characteristics. The output PIN photodiode produces an output signal ( $I_{P2}$ ) that is linearly related to the servo optical flux created by the LED.

The time and temperature stability of the input-output coupler gain ( $K3$ ) is insured by using matched PIN photodiodes that accurately track the output flux of the LED.

A typical application circuit (Figure 1) uses an operational amplifier at the circuit input to drive the LED. The feedback photodiode sources current to  $R1$  connected to the inverting input of  $U1$ . The photocurrent,  $I_{P1}$ , will be of a magnitude to satisfy the relationship of ( $I_{P1} = V_{IN}/R1$ ).

Dimensions in inches (mm)



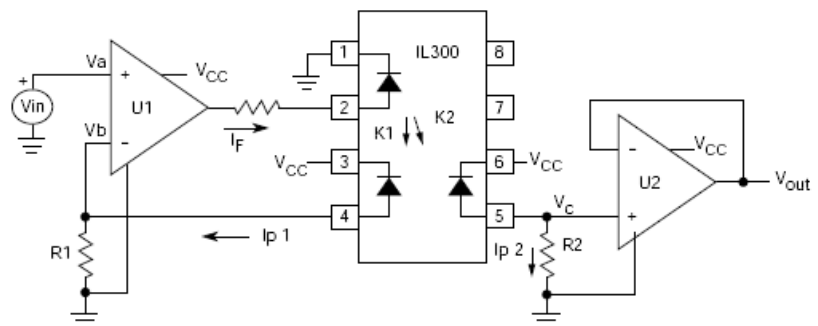
### DESCRIPTION (continued)

The magnitude of this current is directly proportional to the feedback transfer gain ( $K1$ ) times the LED drive current ( $V_{IN}/R1 = K1 \cdot I_F$ ). The op-amp will supply LED current to force sufficient photocurrent to keep the node voltage ( $V_b$ ) equal to  $V_a$ .

The output photodiode is connected to a non-inverting voltage follower amplifier. The photodiode load resistor,  $R2$ , performs the current to voltage conversion. The output amplifier voltage is the product of the output forward gain ( $K2$ ) times the LED current and photodiode load,  $R2$  ( $V_O = I_F \cdot K2 \cdot R2$ ).

Therefore, the overall transfer gain ( $V_O/V_{IN}$ ) becomes the ratio of the product of the output forward gain ( $K2$ ) times the photodiode load resistor ( $R2$ ) to the product of the feedback transfer gain ( $K1$ ) times the input resistor ( $R1$ ). This reduces to  $V_O/V_{IN} = (K2 \cdot R2)/(K1 \cdot R1)$ . The overall transfer gain is completely independent of the LED forward current. The IL300 transfer gain ( $K3$ ) is expressed as the ratio of the output gain ( $K2$ ) to the feedback gain ( $K1$ ). This shows that the circuit gain becomes the product of the IL300 transfer gain times the ratio of the output to input resistors [ $V_O/V_{IN} = K3 (R2/R1)$ ].

Figure 1. Typical application circuit



### IL300 Terms

#### K1—Servo Gain

The ratio of the input photodiode current ( $I_{P1}$ ) to the LED current ( $I_F$ ), i.e.,  $K1 = I_{P1} / I_F$ .

#### K2—Forward Gain

The ratio of the output photodiode current ( $I_{P2}$ ) to the LED current ( $I_F$ ), i.e.,  $K2 = I_{P2} / I_F$ .

#### K3—Transfer Gain

The Transfer Gain is the ratio of the Forward Gain to the Servo gain, i.e.,  $K3 = K2 / K1$ .

#### $\Delta K3$ —Transfer Gain Linearity

The percent deviation of the Transfer Gain, as a function of LED or temperature from a specific Transfer Gain at a fixed LED current and temperature.

#### Photodiode

A silicon diode operating as a current source. The output current is proportional to the incident optical flux supplied by the LED emitter. The diode is operated in the photovoltaic or photoconductive mode. In the photovoltaic mode the diode functions as a current source in parallel with a forward biased silicon diode.

The magnitude of the output current and voltage is dependant upon the load resistor and the incident LED optical flux. When operated in the photoconductive mode the diode is connected to a bias supply which reverse biases the silicon diode. The magnitude of the output current is directly proportional to the LED incident optical flux.

#### LED (Light Emitting Diode)

An infrared emitter constructed of AlGaAs that emits at 890 nm operates efficiently with drive current from 500  $\mu$ A to 40 mA. Best linearity can be obtained at drive currents between 5 mA to 20 mA. Its output flux typically changes by  $-0.5\%/^{\circ}\text{C}$  over the above operational current range.

### Absolute Maximum Ratings

	Symbol	Min.	Max.	Unit
<b>Emitter</b>				
Power Dissipation ( $T_A=25^{\circ}\text{C}$ )	$P_{LED}$		160	mW
Derate Linearly from $25^{\circ}\text{C}$			2.13	mW/ $^{\circ}\text{C}$
Forward Current	$I_F$		60	mA
Surge Current (Pulse width $<10\mu\text{s}$ )	$I_{pk}$		250	mA
Reverse Voltage	$V_R$		5	V
Thermal Resistance	$R_{th}$		470	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Junction Temperature	$T_J$		100	$^{\circ}\text{C}$
<b>Detector</b>				
Power Dissipation	$P_{DET}$		50	mW
Derate linearly from $25^{\circ}\text{C}$			0.65	mW/ $^{\circ}\text{C}$
Reverse Voltage	$V_R$		50	V
Junction Temperature	$T_J$		100	$^{\circ}\text{C}$
Thermal Resistance	$R_{th}$		1500	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
<b>Coupler</b>				
Total Package Dissipation at $25^{\circ}\text{C}$	$P_T$		210	mW
Derate linearly from $25^{\circ}\text{C}$			2.8	mW/ $^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature	$T_S$	$-55$	150	$^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature	$T_{OP}$	$-55$	100	$^{\circ}\text{C}$
Isolation Test Voltage		5300		VAC <sub>RMS</sub>
Isolation Resistance $V_{IO}=500\text{ V}$ , $T_A=25^{\circ}\text{C}$ $V_{IO}=500\text{ V}$ , $T_A=100^{\circ}\text{C}$		$10^{12}$ $10^{11}$		$\Omega$ $\Omega$

Characteristics ( $T_A=25^\circ\text{C}$ )

	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Condition
<b>LED Emitter</b>						
Forward Voltage	$V_F$		1.25	1.50	V	$I_F=10\text{ mA}$
$V_F$ Temperature Coefficient	$\Delta V_F/\Delta^\circ\text{C}$		-2.2		mV/ $^\circ\text{C}$	
Reverse Current	$I_R$		1	10	$\mu\text{A}$	$V_R=5\text{ V}$
Junction Capacitance	$C_J$		15		pF	$V_F=0\text{ V}$ , $f=1\text{ MHz}$
Dynamic Resistance	$\Delta V_F/\Delta I_F$		6		$\Omega$	$I_F=10\text{ mA}$
Switching Time	$t_R$ $t_F$		1 1		$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$	$\Delta I_F=2\text{ mA}$ , $I_{FQ}=10\text{ mA}$ $\Delta I_F=2\text{ mA}$ , $I_{FQ}=10\text{ mA}$
<b>Detector</b>						
Dark Current	$I_D$		1	25	nA	$V_{\text{det}}=-15\text{ V}$ , $I_F=0\text{ }\mu\text{A}$
Open Circuit Voltage	$V_D$		500		mV	$I_F=10\text{ mA}$
Short Circuit Current	$I_{SC}$		70		$\mu\text{A}$	$I_F=10\text{ mA}$
Junction Capacitance	$C_J$		12		pF	$V_F=0\text{ V}$ , $f=1\text{ MHz}$
Noise Equivalent Power	NEP		$4 \times 10^{14}$		W/ $\sqrt{\text{Hz}}$	$V_{\text{det}}=15\text{ V}$
<b>Coupled Characteristics</b>						
K1, Servo Gain ( $I_{F1}/I_F$ )	K1	0.0050	0.007	0.011		$I_F=10\text{ mA}$ , $V_{\text{det}}=-15\text{ V}$
Servo Current, see Note 1, 2	$I_{P1}$		70		$\mu\text{A}$	$I_F=10\text{ mA}$ , $V_{\text{det}}=-15\text{ V}$
K2, Forward Gain ( $I_{P2}/I_F$ )	K2	0.0036	0.007	0.011		$I_F=10\text{ mA}$ , $V_{\text{det}}=-15\text{ V}$
Forward Current	$I_{P2}$		70		$\mu\text{A}$	$I_F=10\text{ mA}$ , $V_{\text{det}}=-15\text{ V}$
K3, Transfer Gain ( $K2/K1$ ) See Note 1, 2	K3	0.56	1.00	1.65	K2/K1	$I_F=10\text{ mA}$ , $V_{\text{det}}=-15\text{ V}$
Transfer Gain Linearity	$\Delta K3$		$\pm 0.25$		%	$I_F=1\text{ to }10\text{ mA}$
Transfer Gain Linearity	$\Delta K3$		$\pm 0.5$		%	$I_F=1\text{ to }10\text{ mA}$ , $T_A=0^\circ\text{C to }75^\circ\text{C}$
<b>Photoconductive Operation</b>						
Frequency Response	BW (-3 db)		200		KHz	$I_{FQ}=10\text{ mA}$ , $\text{MOD}=\pm 4\text{ mA}$ , $R_L=50\text{ }\Omega$ ,
Phase Response at 200 KHz			-45		Deg.	$V_{\text{det}}=-15\text{ V}$
Rise Time	$t_R$		1.75		$\mu\text{s}$	
Fall Time	$t_F$		1.75		$\mu\text{s}$	
<b>Package</b>						
Input-Output Capacitance	$C_{IO}$		1		pF	$V_F=0\text{ V}$ , $f=1\text{ MHz}$
Common Mode Capacitance	$C_{cm}$		0.5		pF	$V_F=0\text{ V}$ , $f=1\text{ MHz}$
Common Mode Rejection Ratio	CMRR		130		dB	$f=60\text{ Hz}$ , $R_L=2.2\text{ K}\Omega$

Notes

1. Bin Sorting:

K3 (transfer gain) is sorted into bins that are  $\pm 5\%$ , as follows:

Bin A=0.557–0.626

Bin B=0.620–0.696

Bin C=0.690–0.773

Bin D=0.765–0.859

Bin E=0.851–0.955

Bin F=0.945–1.061

Bin G=1.051–1.181

Bin H=1.169–1.311

Bin I=1.297–1.456

Bin J=1.442–1.618

K3=K2/K1. K3 is tested at  $I_F=10\text{ mA}$ ,  $V_{\text{det}}=-15\text{ V}$ .

2. Bin Categories: All IL300s are sorted into a K3 bin, indicated by an alpha character that is marked on the part. The bins range from "A" through "J".

The IL300 is shipped in tubes of 50 each. Each tube contains only one category of K3. The category of the parts in the tube is marked on the tube label as well as on each individual part.

3. Category Options: Standard IL300 orders will be shipped from the categories that are available at the time of the order. Any of the ten categories may be shipped. For customers requiring a narrower selection of bins, four different bin option parts are offered.

IL300-DEFG: Order this part number to receive categories D,E,F,G only.

IL300-EF: Order this part number to receive categories E, F only.

IL300-E: Order this part number to receive category E only.

IL300-F: Order this part number to receive category F only



Figure 2. LED forward current vs. forward voltage

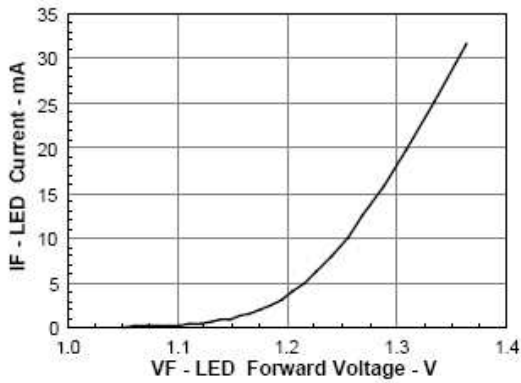


Figure 3. LED forward current vs. forward voltage

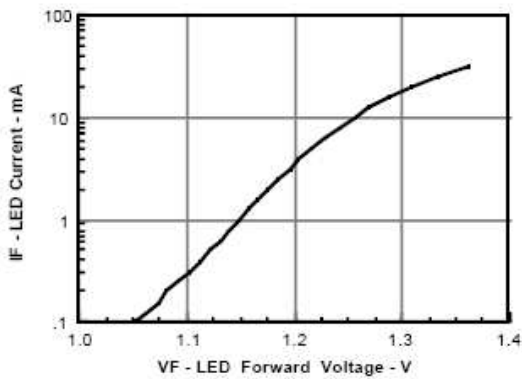


Figure 4. Servo photocurrent vs. LED current and temperature

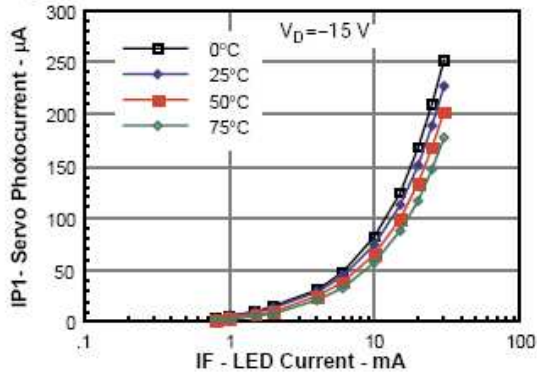


Figure 5. Servo photocurrent vs. LED current and temperature

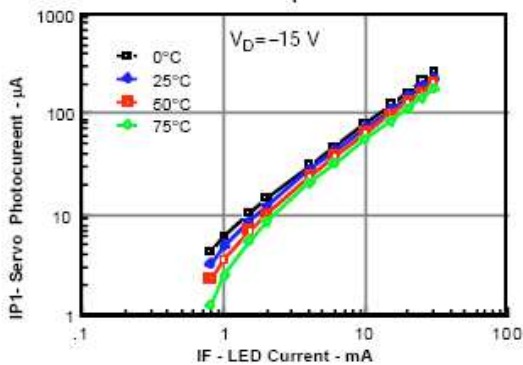


Figure 6. Normalized servo photocurrent vs. LED current and temperature

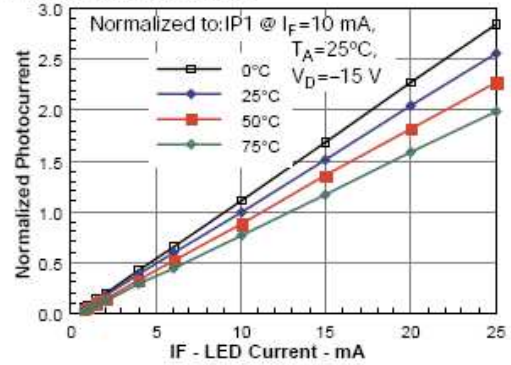


Figure 7. Normalized servo photocurrent vs. LED current and temperature

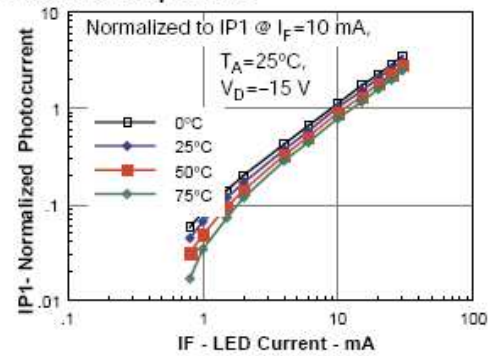


Figure 8. Servo gain vs. LED current and temperature

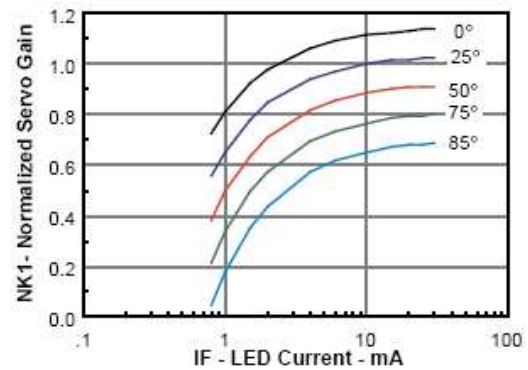


Figure 9. Normalized servo gain vs. LED current and temperature

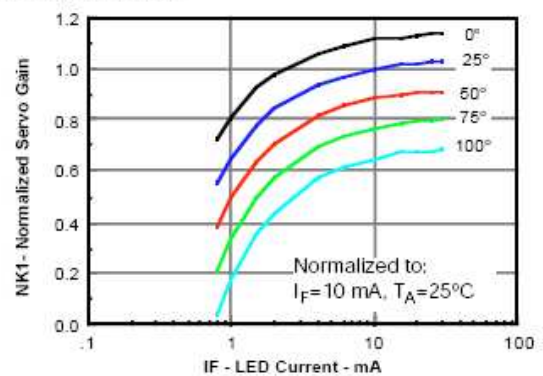


Figure 10. Transfer gain vs. LED current and temperature

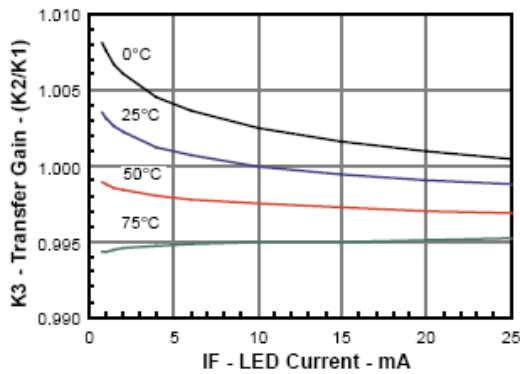


Figure 11. Normalized transfer gain vs. LED current and temperature

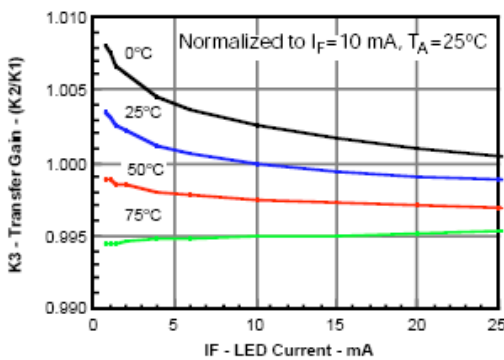


Figure 12. Amplitude response vs. frequency

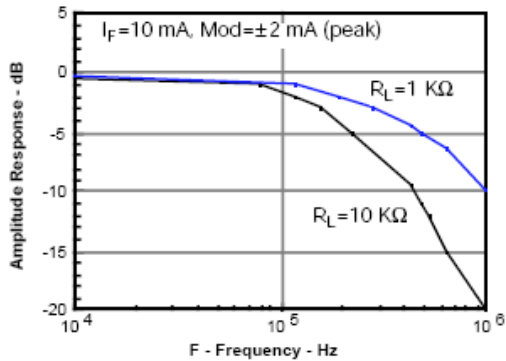


Figure 13. Amplitude and phase response vs. frequency

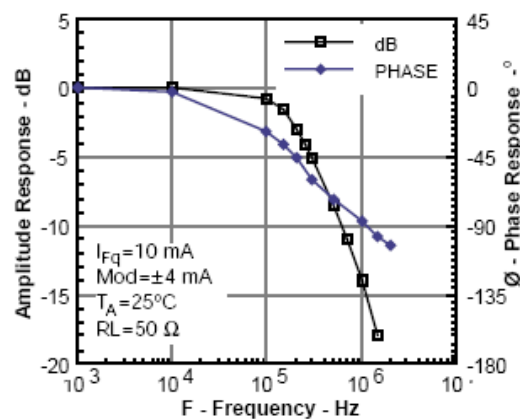


Figure 14. Common mode rejection

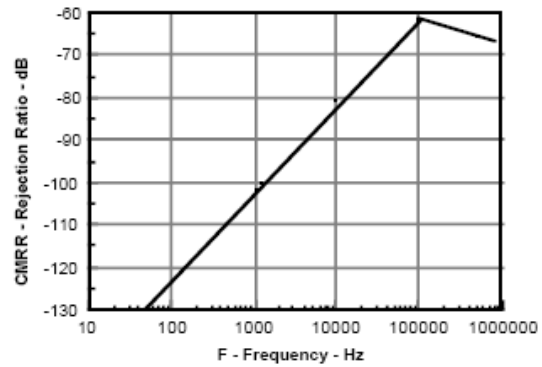
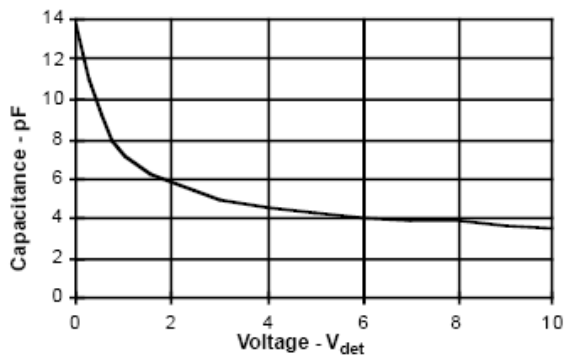


Figure 15. Photodiode junction capacitance vs. reverse voltage



#### Application Considerations

In applications such as monitoring the output voltage from a line powered switch mode power supply, measuring bioelectric signals, interfacing to industrial transducers, or making floating current measurements, a galvanically isolated, DC coupled interface is often essential. The IL300 can be used to construct an amplifier that will meet these needs.

The IL300 eliminates the problems of gain nonlinearity and drift induced by time and temperature, by monitoring LED output flux.

A PIN photodiode on the input side is optically coupled to the LED and produces a current directly proportional to flux falling on it. This photocurrent, when coupled to an amplifier, provides the servo signal that controls the LED drive current.

The LED flux is also coupled to an output PIN photodiode. The output photodiode current can be directly or amplified to satisfy the needs of succeeding circuits.

#### Isolated Feedback Amplifier

The IL300 was designed to be the central element of DC coupled isolation amplifiers. Designing the IL300 into an amplifier that provides a feedback control signal for a line powered switch mode power is quite simple, as the following example will illustrate.

See Figure 17 for the basic structure of the switch mode supply using the Siemens TDA4918 Push-Pull Switched Power Supply Control Chip. Line isolation and insulation is provided by the high frequency transformer. The voltage monitor isolation will be provided by the IL300.



The isolated amplifier provides the PWM control signal which is derived from the output supply voltage. Figure 16 more closely shows the basic function of the amplifier.

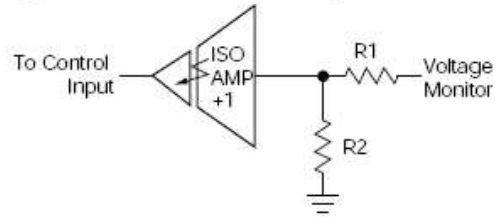
The control amplifier consists of a voltage divider and a non-inverting unity gain stage. The TDA4918 data sheet indicates that an input to the control amplifier is a high quality operational amplifier that typically requires a +3V signal. Given this information, the amplifier circuit topology shown in Figure 18 is selected.

The power supply voltage is scaled by R1 and R2 so that there is +3 V at the non-inverting input ( $V_a$ ) of U1. This voltage is offset by the voltage developed by photocurrent flowing through R3. This photocurrent is developed by the optical flux created by current flowing through the LED. Thus as the scaled monitor voltage ( $V_a$ ) varies it will cause a change in the LED current necessary to satisfy the differential voltage needed across R3 at the inverting input.

The first step in the design procedure is to select the value of R3 given the LED quiescent current ( $I_{Fq}$ ) and the servo gain (K1). For this design,  $I_{Fq} = 12 \text{ mA}$ . Figure 4 shows the servo photocurrent at  $I_{Fq}$  is found to be  $100 \mu\text{A}$ . With this data R3 can be calculated.

$$R3 = \frac{V_b}{I_{PI}} = \frac{3V}{100\mu A} = 30K\Omega$$

Figure 16. Isolated control amplifier



For best input offset compensation at U1, R2 will equal R3. The value of R1 can easily be calculated from the following.

$$R1 = R2 \left( \frac{V_{MONITOR}}{V_a} - 1 \right)$$

$$20K\Omega = 30K\Omega \left( \frac{5V}{3V} - 1 \right)$$

The value of R5 depends upon the IL300 Transfer Gain (K3). K3 is targeted to be a unit gain device, however to minimize the part to part Transfer Gain variation, Siemens offers K3 graded into  $\pm 5\%$  bins. R5 can be determined using the following equation.

$$R5 = \frac{V_{OUT}}{V_{MONITOR}} \cdot \frac{R3(R1 + R2)}{R2K3}$$

Or if a unity gain amplifier is being designed ( $V_{MONITOR} = V_{OUT}$ ,  $R1 = 0$ ), the equation simplifies to:  $R5 = \frac{R3}{K3}$

Figure 17. Switch mode power supply

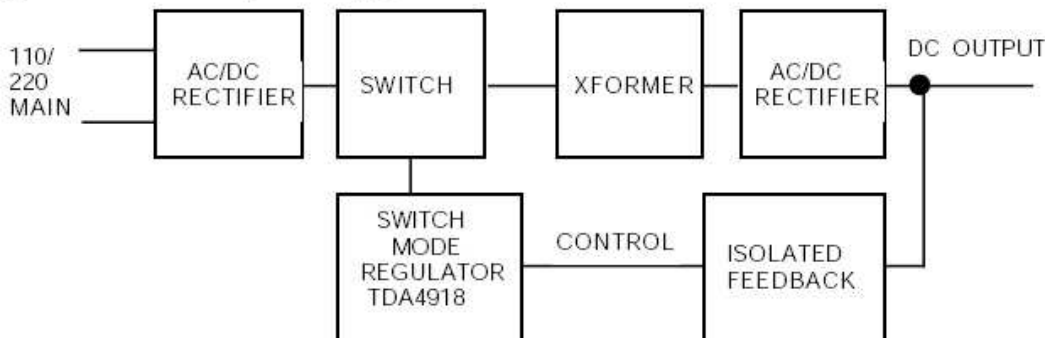


Figure 18. DC coupled power supply feedback amplifier

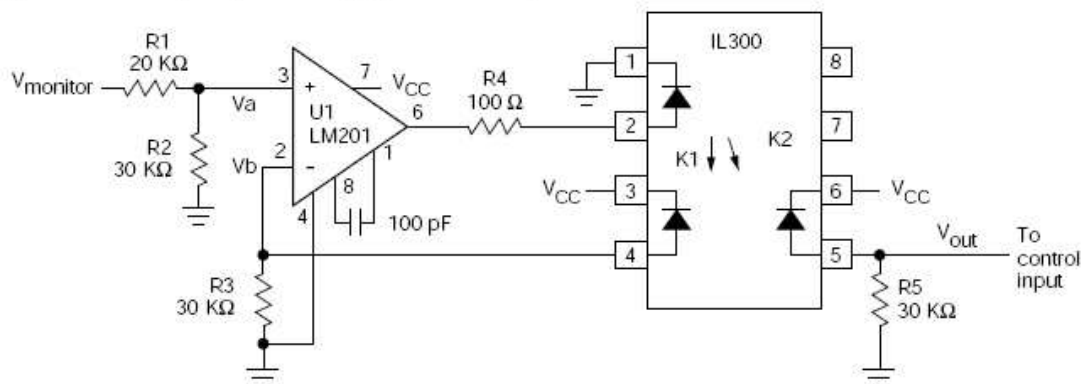


Table 1 gives the value of R5 given the production K3 bins.

**Table 1. R5 selection**

Bins	Min.	Max.	K3 Typ.	R5 Resistor KΩ	1% KΩ
A	0.560	0.623	0.59	50.85	51.1
B	0.623	0.693	0.66	45.45	45.3
C	0.693	0.769	0.73	41.1	41.2
D	0.769	0.855	0.81	37.04	37.4
E	0.855	0.950	0.93	32.26	32.4
F	0.950	1.056	1.00	30.00	30.0
G	1.056	1.175	1.11	27.03	27.0
H	1.175	1.304	1.24	24.19	24.0
I	1.304	1.449	1.37	21.90	22.0
J	1.449	1.610	1.53	19.61	19.4

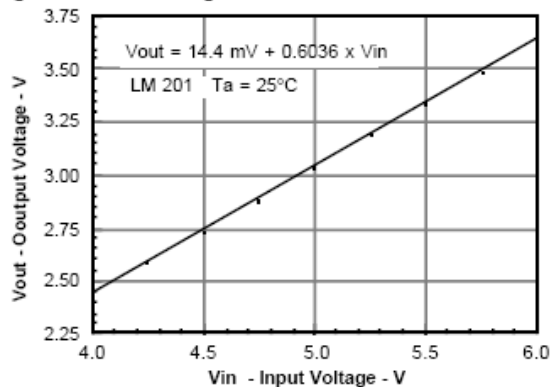
The last step in the design is selecting the LED current limiting resistor (R4). The output of the operational amplifier is targeted to be 50% of the Vcc, or 2.5 V. With an LED quiescent current of 12 mA the typical LED ( $V_F$ ) is 1.3 V. Given this and the operational output voltage, R4 can be calculated.

$$R4 = \frac{V_{\text{opamp}} - V_F}{I_{Fq}} = \frac{2.5V - 1.3V}{12mA} = 100\Omega$$

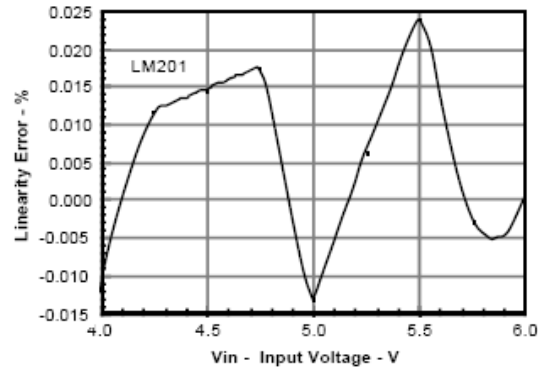
The circuit was constructed with an LM201 differential operational amplifier using the resistors selected. The amplifier was compensated with a 100 pF capacitor connected between pins 1 and 8.

The DC transfer characteristics are shown in Figure 19. The amplifier was designed to have a gain of 0.6 and was measured to be 0.6036. Greater accuracy can be achieved by adding a balancing circuit, and potentiometer in the input divider, or at R5. The circuit shows exceptionally good gain linearity with an RMS error of only 0.0133% over the input voltage range of 4 V–6 V in a servo mode; see Figure 20.

**Figure 19. Transfer gain**

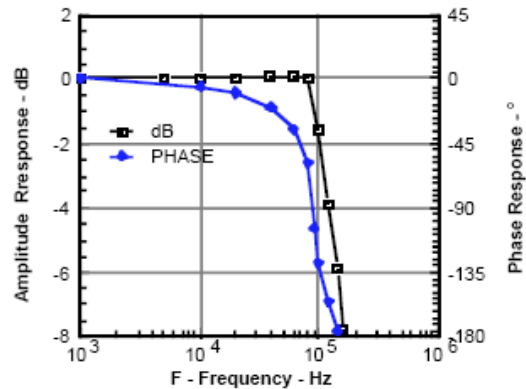


**Figure 20. Linearity error vs. input voltage**



The AC characteristics are also quite impressive offering a -3 dB bandwidth of 100 KHz, with a -45° phase shift at 80 KHz as shown in Figure 21.

**Figure 21. Amplitude and phase power supply control**



The same procedure can be used to design isolation amplifiers that accept bipolar signals referenced to ground. These amplifiers circuit configurations are shown in Figure 22. In order for the amplifier to respond to a signal that swings above and below ground, the LED must be prebiased from a separate source by using a voltage reference source ( $V_{ref1}$ ). In these designs, R3 can be determined by the following equation.

$$R3 = \frac{V_{ref1}}{I_{P1}} = \frac{V_{ref1}}{KTI_{Fq}}$$

Figure 22. Non-inverting and inverting amplifiers

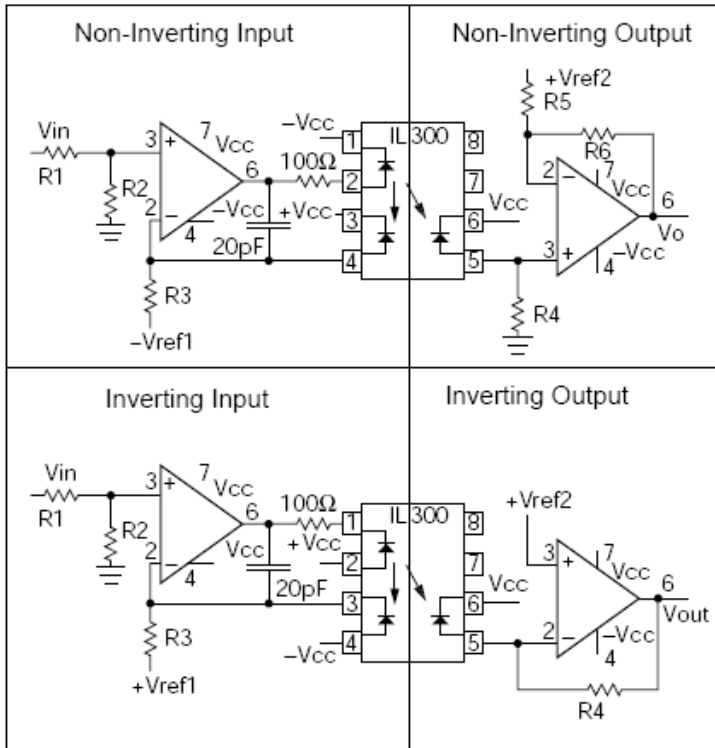


Table 2. Optolinear amplifiers

Amp[ifier	Input	Output	Gain	Offset
Non-Inverting	Inverting	Inverting	$V_{OUT} = \frac{K3 R4 R2}{R3 (R1 + R2)} V_{IN}$	$V_{ref2} = \frac{V_{ref1} R4 K3}{R3}$
	Non-Inverting	Non-Inverting	$V_{OUT} = \frac{K3 R4 R2 (R5 + R6)}{R3 R5 (R1 + R2)}$	$V_{ref2} = \frac{-V_{ref1} R4 (R5 + R6) K3}{R3 R6}$
Inverting	Inverting	Non-Inverting	$V_{OUT} = \frac{-K3 R4 R2 (R5 + R6)}{R3 R5 (R1 + R2)}$	$V_{ref2} = \frac{V_{ref1} R4 (R5 + R6) K3}{R3 R6}$
	Non-Inverting	Inverting	$V_{OUT} = \frac{-K3 R4 R2}{R3 (R1 + R2)} V_{IN}$	$V_{ref2} = \frac{-V_{ref1} R4 K3}{R3}$

These amplifiers provide either an inverting or non-inverting transfer gain based upon the type of input and output amplifier. Table 2 shows the various configurations along with the specific transfer gain equations. The offset column refers to the calculation of the output offset or  $V_{ref2}$  necessary to provide a zero voltage output for a zero voltage input. The non-inverting input amplifier requires the use of a bipolar supply, while the inverting input stage can be implemented with single supply operational amplifiers that permit operation close to ground.

For best results, place a buffer transistor between the LED and output of the operational amplifier when a CMOS opamp is used or the LED  $I_{FQ}$  drive is targeted to operate beyond 15 mA. Finally the bandwidth is influenced by the magnitude of the closed loop gain of the input and output amplifiers. Best bandwidths result when the amplifier gain is designed for unity.



## D.5. MC7805.

### MC7800, MC7800A, MC7800AE, NCV7800

## 1.0 A Positive Voltage Regulators

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 A
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 1.5%, 2% and 4% Tolerance
- Available in Surface Mount D<sup>2</sup>PAK-3, DPAK-3 and Standard 3-Lead Transistor Packages
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes
- Pb-Free Packages are Available

#### MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value			Unit
		369C	221A	936	
Input Voltage (5.0 - 18 V) (24 V)	$V_I$	35 40			Vdc
Power Dissipation	$P_D$	Internally Limited			W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	92	65	Figure 15	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	5.0	5.0	5.0	$^\circ\text{C/W}$
Storage Junction Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150			$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	+150			$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

\*This device series contains ESD protection and exceeds the following tests:  
Human Body Model 2000 V per MIL-STD-883, Method 3015.  
Machine Model Method 200 V.



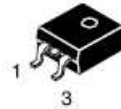
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



TO-220-3  
T SUFFIX  
CASE 221AB

Heatsink surface  
connected to Pin 2.



Pin 1. Input  
2. Ground  
3. Output

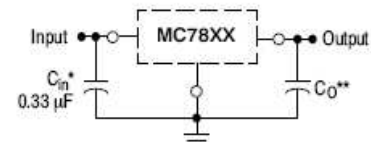
D<sup>2</sup>PAK-3  
D2T SUFFIX  
CASE 936

Heatsink surface (shown as terminal 4 in case outline drawing) is connected to Pin 2.



DPAK-3  
DT SUFFIX  
CASE 369C

#### STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX, These two digits of the type number indicate nominal voltage.

\*  $C_{in}$  is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

\*\*  $C_O$  is not needed for stability; however, it does improve transient response. Values of less than 0.1  $\mu\text{F}$  could cause instability.

#### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 23 of this data sheet.

#### DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 30 of this data sheet.

### MC7800, MC7800A, MC7800AE, NCV7800

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{in} = 10\text{ V}$ ,  $I_O = 500\text{ mA}$ ,  $T_J = T_{low}$  to  $125^\circ\text{C}$  (Note 1), unless otherwise noted)

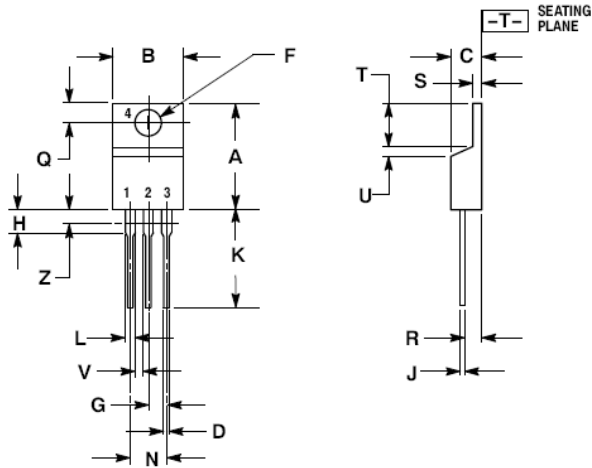
Characteristic	Symbol	MC7805B, NCV7805			MC7805C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	4.8	5.0	5.2	4.8	5.0	5.2	Vdc
Output Voltage ( $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ , $P_D \leq 15\text{ W}$ ) $7.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$ $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$	$V_O$	- 4.75	- 5.0	- 5.25	4.75 -	5.0 -	5.25 -	Vdc
Line Regulation (Note 4) $7.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$ , $1.0\text{ A}$ $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$	$\text{Reg}_{line}$	- -	5.0 1.3	100 50	- -	0.5 0.8	20 10	mV
Load Regulation (Note 4) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\text{Reg}_{load}$	- -	1.3 0.15	100 50	- -	1.3 1.3	25 25	mV
Quiescent Current	$I_B$	-	3.2	8.0	-	3.2	6.5	mA
Quiescent Current Change $7.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta I_B$	- -	- -	- 0.5	- -	0.3 0.08	1.0 0.8	mA
Ripple Rejection $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 18\text{ Vdc}$ , $f = 120\text{ Hz}$	$RR$	-	68	-	62	83	-	dB
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_I - V_O$	-	2.0	-	-	2.0	-	Vdc
Output Noise Voltage ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	$V_n$	-	10	-	-	10	-	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	$r_O$	-	0.9	-	-	0.9	-	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	$I_{SC}$	-	0.2	-	-	0.6	-	A
Peak Output Current ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	-	2.2	-	-	2.2	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$\text{TCV}_O$	-	-0.3	-	-	-0.3	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

- $T_{low} = 0^\circ\text{C}$  for MC78XXC, MC78XXAC,  
=  $-40^\circ\text{C}$  for NCV78XX, MC78XXB, MC78XXAB, and MC78XXAEB
- Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, MC7800AE, NCV7800

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220, SINGLE GAUGE  
T SUFFIX  
CASE 221AB-01  
ISSUE O



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.020	0.055	0.508	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	---	1.15	---
Z	---	0.080	---	2.04

## D.6. MCP1407.



# MCP1406/07

## 6A High-Speed Power MOSFET Drivers

### Features

- High Peak Output Current: 6.0A (typ.)
- Low Shoot-Through/Cross-Conduction Current in Output Stage
- Wide Input Supply Voltage Operating Range:
  - 4.5V to 18V
- High Capacitive Load Drive Capability:
  - 2500 pF in 20 ns
  - 6800 pF in 40 ns
- Short Delay Times: 40 ns (typ.)
- Matched Rise/Fall Times
- Low Supply Current:
  - With Logic '1' Input – 130  $\mu$ A (typ.)
  - With Logic '0' Input – 35  $\mu$ A (typ.)
- Latch-Up Protected: Will Withstand 1.5A Reverse Current
- Logic Input Will Withstand Negative Swing Up To 5V
- Pin compatible with the TC4420/TC4429 devices
- Space-saving 8-Pin SOIC, PDIP and 8-Pin 6x5 DFN Packages

### Applications

- Switch Mode Power Supplies
- Pulse Transformer Drive
- Line Drivers
- Motor and Solenoid Drive

### General Description

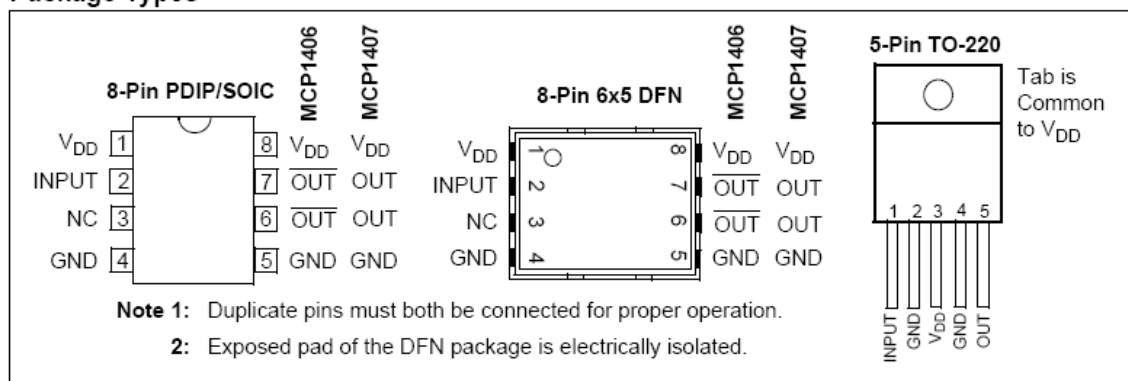
The MCP1406/07 devices are a family of buffers/MOSFET drivers that feature a single-output with 6A peak drive current capability, low shoot-through current, matched rise/fall times and propagation delay times. These devices are pin-compatible and are improved versions of the TC4420/TC4429 MOSFET drivers.

The MCP1406/07 MOSFET drivers can easily charge and discharge 2500 pF gate capacitance in under 20 ns, provide low enough impedances in both the on and off states to ensure the MOSFETs intended state will not be affected, even by large transients. The input to the MCP1406/07 may be driven directly from either TTL or CMOS (3V to 18V).

These devices are highly latch-up resistant under any conditions within their power and voltage ratings. They are not subject to damage when up to 5V of noise spiking (of either polarity) occurs on the ground pin. All terminals are fully protect against Electrostatic Discharge (ESD) up to 4 kV.

The MCP1406/07 single-output 6A MOSFET driver family is offered in both surface-mount and pin-through-hole packages with a -40°C to +125°C temperature rating, making it useful in any wide temperature range application.

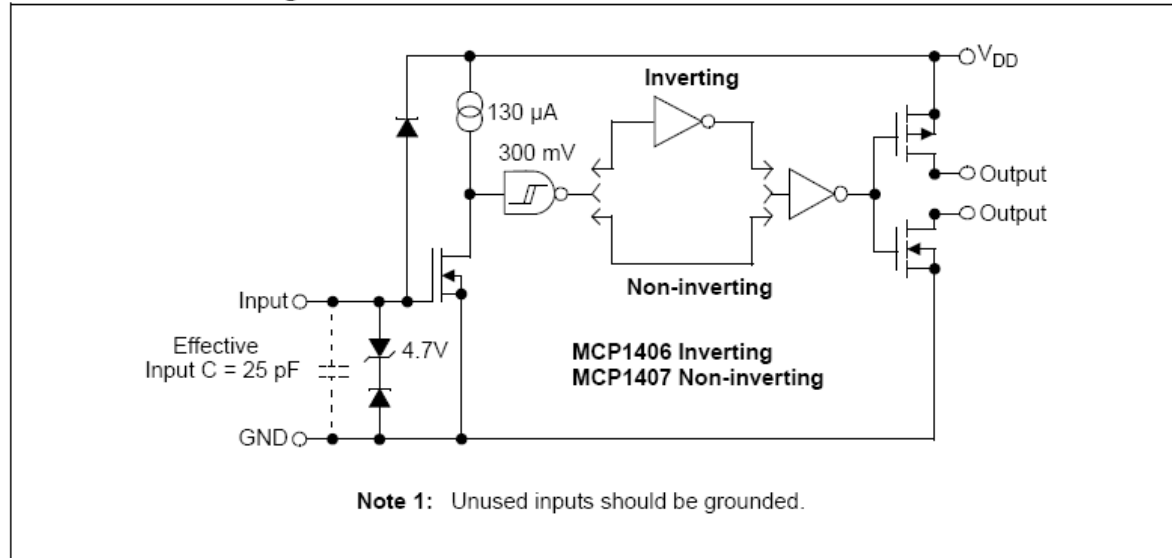
### Package Types





## MCP1406/07

### Functional Block Diagram<sup>(1)</sup>



# MCP1406/07

## 1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### Absolute Maximum Ratings †

Supply Voltage ..... +20V  
Input Voltage ..... ( $V_{DD} + 0.3V$ ) to (GND – 5V)  
Input Current ( $V_{IN} > V_{DD}$ ) ..... 50 mA

† Notice: Stresses above those listed under "Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not intended. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

### DC CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise indicated, $T_A = +25^\circ C$ , with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$ .						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Input</b>						
Logic '1', High Input Voltage	$V_{IH}$	2.4	1.8	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	$V_{IL}$	—	1.3	0.8	V	
Input Current	$I_{IN}$	–10	—	10	$\mu A$	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
Input Voltage	$V_{IN}$	–5	—	$V_{DD} + 0.3$	V	
<b>Output</b>						
High Output Voltage	$V_{OH}$	$V_{DD} - 0.025$	—	—	V	DC Test
Low Output Voltage	$V_{OL}$	—	—	0.025	V	DC Test
Output Resistance, High	$R_{OH}$	—	2.1	2.8	$\Omega$	$I_{OUT} = 10\text{ mA}$ , $V_{DD} = 18V$
Output Resistance, Low	$R_{OL}$	—	1.5	2.5	$\Omega$	$I_{OUT} = 10\text{ mA}$ , $V_{DD} = 18V$
Peak Output Current	$I_{PK}$	—	6	—	A	$V_{DD} = 18V$ (Note 2)
Continuous Output Current	$I_{DC}$	1.3	—	—	A	Note 2, Note 3
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	$I_{REV}$	—	1.5	—	A	Duty cycle $\leq 2\%$ , $t \leq 300\text{ }\mu\text{sec}$ .
<b>Switching Time (Note 1)</b>						
Rise Time	$t_R$	—	20	30	ns	Figure 4-1, Figure 4-2 $C_L = 2500\text{ pF}$
Fall Time	$t_F$	—	20	30	ns	Figure 4-1, Figure 4-2 $C_L = 2500\text{ pF}$
Delay Time	$t_{D1}$	—	40	55	ns	Figure 4-1, Figure 4-2
Delay Time	$t_{D2}$	—	40	55	ns	Figure 4-1, Figure 4-2
<b>Power Supply</b>						
Supply Voltage	$V_{DD}$	4.5	—	18.0	V	
Power Supply Current	$I_S$	—	130	250	$\mu A$	$V_{IN} = 3V$
	$I_S$	—	35	100	$\mu A$	$V_{IN} = 0V$

- Note 1:** Switching times ensured by design.  
**2:** Tested during characterization, not production tested.  
**3:** Valid for AT and MF packages only.  $T_A = +25^\circ C$

# MCP1406/07

## DC CHARACTERISTICS (OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE)

Electrical Specifications: Unless otherwise indicated, operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$ .						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Input</b>						
Logic '1', High Input Voltage	$V_{IH}$	2.4	—	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	$V_{IL}$	—	—	0.8	V	
Input Current	$I_{IN}$	-10	—	+10	$\mu A$	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
Input Voltage	$V_{IN}$	-5	—	$V_{DD}+0.3$	V	
<b>Output</b>						
High Output Voltage	$V_{OH}$	$V_{DD} - 0.025$	—	—	V	DC TEST
Low Output Voltage	$V_{OL}$	—	—	0.025	V	DC TEST
Output Resistance, High	$R_{OH}$	—	3.0	5.0	$\Omega$	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}$ , $V_{DD} = 18V$
Output Resistance, Low	$R_{OL}$	—	2.3	5.0	$\Omega$	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}$ , $V_{DD} = 18V$
<b>Switching Time (Note 1)</b>						
Rise Time	$t_R$	—	25	40	ns	Figure 4-1, Figure 4-2 $C_L = 2500 \text{ pF}$
Fall Time	$t_F$	—	25	40	ns	Figure 4-1, Figure 4-2 $C_L = 2500 \text{ pF}$
Delay Time	$t_{D1}$	—	50	65	ns	Figure 4-1, Figure 4-2
Delay Time	$t_{D2}$	—	50	65	ns	Figure 4-1, Figure 4-2
<b>Power Supply</b>						
Supply Voltage	$V_{DD}$	4.5	—	18.0	V	
Power Supply Current	$I_S$	—	200	500	$\mu A$	$V_{IN} = 3V$
		—	50	150		$V_{IN} = 0V$

Note 1: Switching times ensured by design.

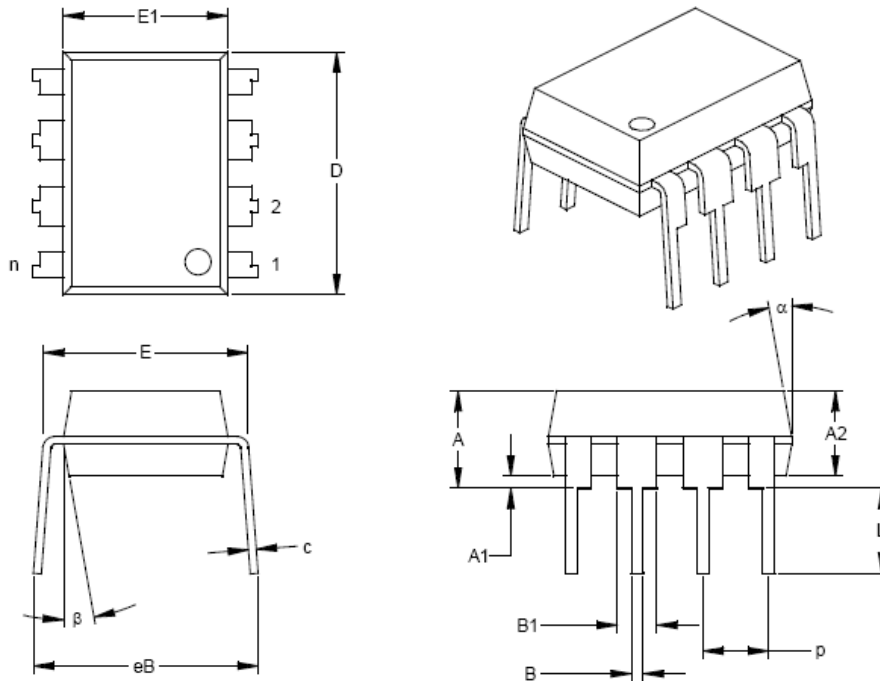
## TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, all parameters apply with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$ .						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Temperature Ranges</b>						
Specified Temperature Range	$T_A$	-40	—	+125	$^{\circ}C$	
Maximum Junction Temperature	$T_J$	—	—	+150	$^{\circ}C$	
Storage Temperature Range	$T_A$	-65	—	+150	$^{\circ}C$	
<b>Package Thermal Resistances</b>						
Thermal Resistance, 8L-6x5 DFN	$\theta_{JA}$	—	33.2	—	$^{\circ}C/W$	Typical four-layer board with vias to ground plane
Thermal Resistance, 8L-PDIP	$\theta_{JA}$	—	125	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-SOIC	$\theta_{JA}$	—	155	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 5L-TO-220	$\theta_{JA}$	—	71	—	$^{\circ}C/W$	

## MCP1406/07

### 8-Lead Plastic Dual In-line (PA) – 300 mil Body (PDIP)

**Note:** For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Units		INCHES*			MILLIMETERS		
Dimension Limits		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n	8			8		
Pitch	p		.100			2.54	
Top to Seating Plane	A	.140	.155	.170	3.56	3.94	4.32
Molded Package Thickness	A2	.115	.130	.145	2.92	3.30	3.68
Base to Seating Plane	A1	.015			0.38		
Shoulder to Shoulder Width	E	.300	.313	.325	7.62	7.94	8.26
Molded Package Width	E1	.240	.250	.260	6.10	6.35	6.60
Overall Length	D	.360	.373	.385	9.14	9.46	9.78
Tip to Seating Plane	L	.125	.130	.135	3.18	3.30	3.43
Lead Thickness	c	.008	.012	.015	0.20	0.29	0.38
Upper Lead Width	B1	.045	.058	.070	1.14	1.46	1.78
Lower Lead Width	B	.014	.018	.022	0.36	0.46	0.56
Overall Row Spacing	§ eB	.310	.370	.430	7.87	9.40	10.92
Mold Draft Angle Top	α	5	10	15	5	10	15
Mold Draft Angle Bottom	β	5	10	15	5	10	15

\* Controlling Parameter

§ Significant Characteristic

**Notes:**

Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.

JEDEC Equivalent: MS-001

Drawing No. C04-018

## D.7. HCNW137.

6N137, HCNW137, HCNW2601, HCNW2611, HCPL-0600,  
HCPL-0601, HCPL-0611, HCPL-0630, HCPL-0631, HCPL-0661,  
HCPL-2601, HCPL-2611, HCPL-2630, HCPL-2631, HCPL-4661  
High CMR, High Speed TTL Compatible Optocouplers



### Data Sheet

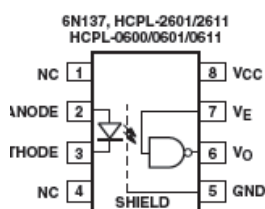


#### Description

The 6N137, HCPL-26XX/06XX/4661, HCNW137/26X1 are optically coupled gates that combine a GaAsP light emitting diode and an integrated high gain photo detector. An enable input allows the detector to be strobed. The output of the detector IC is an open collector Schottky-clamped transistor. The internal shield provides a guaranteed common mode transient immunity specification up to 15,000 V/μs at V<sub>cm</sub>=1000V.

This unique design provides maximum ac and dc circuit isolation while achieving TTL compatibility. The optocoupler ac and dc operational parameters are guaranteed from -40°C to +85°C allowing troublefree system performance.

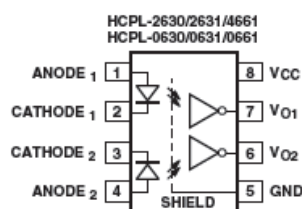
#### Functional Diagram



TRUTH TABLE  
(POSITIVE LOGIC)

LED	ENABLE	OUTPUT
ON	H	L
OFF	H	H
ON	L	H
OFF	L	H
ON	NC	L
OFF	NC	H

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.



TRUTH TABLE  
(POSITIVE LOGIC)

LED	OUTPUT
ON	L
OFF	H

#### Features

- 15 kV/μs minimum Common Mode Rejection (CMR) at V<sub>CM</sub> = 1KV for HCNW2611, HCPL-2611, HCPL-4661, HCPL-0611, HCPL-0661
- High speed: 10 MBd typical
- LSTTL/TTL compatible
- Low input current capability: 5 mA
- Guaranteed ac and dc performance over temperature: -40°C to +85°C
- Available in 8-Pin DIP, SOIC-8, widebody packages
- Strobable output (single channel products only)
- Safety approval  
UL recognized - 3750 V rms for 1 minute and 5000 Vrms\* for 1 minute per UL1577 CSA approved IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 approved with  
 $V_{IORM} = 560 V_{peak}$  for 06xx Option 060  
 $V_{IORM} = 630 V_{peak}$  for 6N137/26xx Option 060  
 $V_{IORM} = 1414 V_{peak}$  for HCNW137/26X1
- MIL-PRF-38534 hermetic version available (HCPL-56XX/66XX)

#### Applications

- Isolated line receiver
- Computer-peripheral interfaces
- Microprocessor system interfaces
- Digital isolation for A/D, D/A conversion
- Switching power supply
- Instrument input/output isolation
- Ground loop elimination
- Pulse transformer replacement
- Power transistor isolation in motor drives
- Isolation of high speed logic systems

\*5000 V rms/1 Minute rating is for HCNW137/26X1 and Option 020 (6N137, HCPL-2601/11/30/31, HCPL-4661) products only.

**CAUTION:** It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Part Number	Option		Package	Surface Mount	Gull Wing	Tape & Reel	UL 5000 Vrms/ 1 Minute Rating	IEC/EN/DIN EN 60747-5-2	Quantity
	RoHS Compliant	Non RoHS Compliant							
HCPL-0600	-000E	No option	SO-8	X					100 per tube
HCPL-0601	-500E	#500		X		X			1500 per reel
HCPL-0611	-060E	#060		X				X	100 per tube
	-560E	#560		X		X		X	1500 per reel
HCPL-0630	-000E	No option	SO-8	X					100 per tube
HCPL-0631	-500E	#500		X		X			1500 per reel
HCPL-0661									
HCNW137	-000E	No option	400 mil DIP-8				X	X	42 per tube
HCNW2601	-300E	#300		X	X		X	X	42 per tube
HCNW2611	-500E	#500		X	X	X	X	X	750 per reel

To order, choose a part number from the part number column and combine with the desired option from the option column to form an order entry. Combination of Option 020 and Option 060 is not available.

Example 1:

HCPL-2611-560E to order product of 300mil DIP Gull Wing Surface Mount package in Tape and Reel packaging with IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Safety Approval in RoHS compliant.

Example 2:

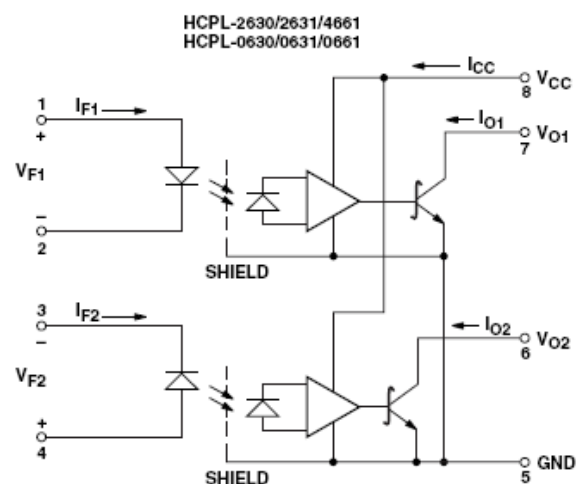
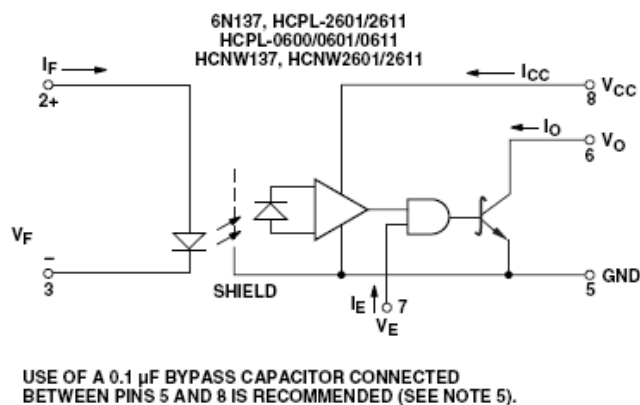
HCPL-2630 to order product of 300mil DIP package in tube packaging and non RoHS compliant.

Option datasheets are available. Contact your Avago sales representative or authorized distributor for information.

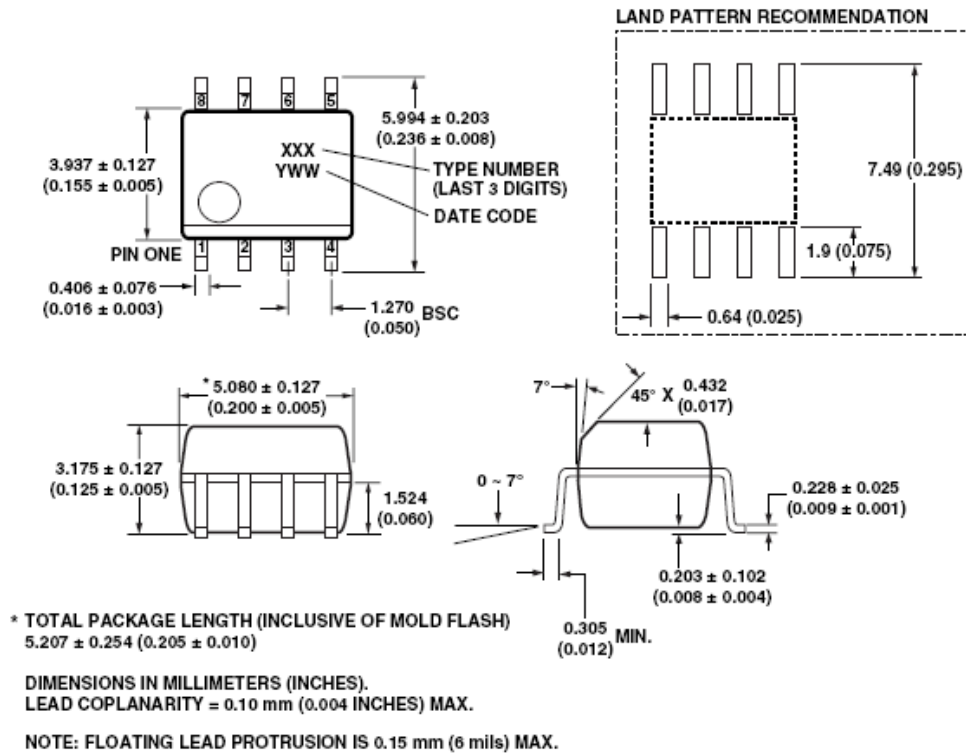
Notes:

The notation 'XXX' is used for existing products, while (new) products launched since 15<sup>th</sup> July 2001 and RoHS compliant option will use '-XXxE'.

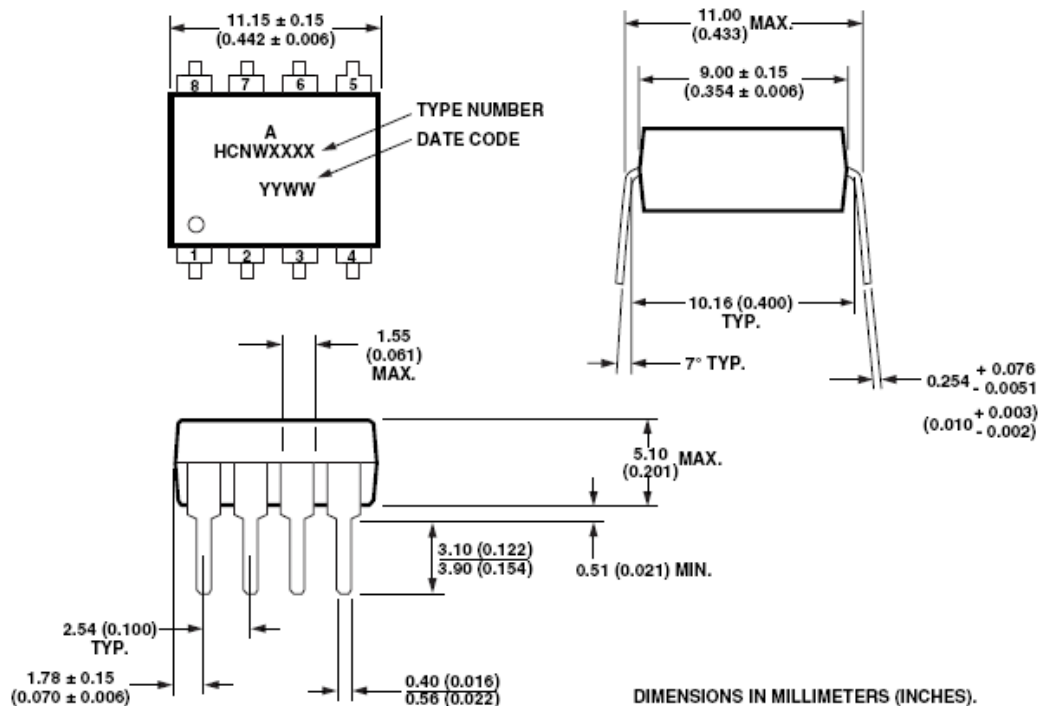
#### Schematic



Small-Outline SO-8 Package (HCPL-0600/01/11/30/31/61)



8-Pin Widebody DIP Package (HCNW137, HCNW2601/11)





**IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Related Characteristics  
(HCPL-26xx; 46xx; 6N13x Option 060 Only)**

Description	Symbol	Characteristic	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage $\leq 300$ V rms		I-IV	
for rated mains voltage $\leq 450$ V rms		I-III	
Climatic Classification		55/85/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	$V_{IORM}$	630	$V_{peak}$
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$ , 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge $< 5$ pC	$V_{PR}$	1181	$V_{peak}$
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$ , Type and sample test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge $< 5$ pC	$V_{PR}$	945	$V_{peak}$
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{mi} = 10$ sec)	$V_{IOTM}$	6000	$V_{peak}$
Safety Limiting Values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 16, Thermal Derating curve.)			
Case Temperature	$T_s$	175	$^{\circ}\text{C}$
Input Current	$I_{S,INPUT}$	230	mA
Output Power	$P_{S,OUTPUT}$	600	mW
Insulation Resistance at $T_s, V_{IO} = 500$ V	$R_s$	$\geq 10^9$	$\Omega$

\*Refer to the front of the optocoupler section of the current catalog, under Product Safety Regulations section, IEC/EN/DIN EN 60747-5-2, for a detailed description.

Note: Isolation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits in application.

**IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Related Characteristics (HCNW137/2601/2611 Only)**

Description	Symbol	Characteristic	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage $\leq 600$ V rms		I-IV	
for rated mains voltage $\leq 1000$ V rms		I-III	
Climatic Classification (DIN IEC 68 part 1)		55/100/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	$V_{IORM}$	1414	$V_{peak}$
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$ , 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge $< 5$ pC	$V_{PR}$	2651	$V_{peak}$
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$ , Type and sample test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge $< 5$ pC	$V_{PR}$	2121	$V_{peak}$
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{mi} = 10$ sec)	$V_{IOTM}$	8000	$V_{peak}$
Safety Limiting Values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 16, Thermal Derating curve.)			
Case Temperature	$T_s$	150	$^{\circ}\text{C}$
Input Current	$I_{S,INPUT}$	400	mA
Output Power	$P_{S,OUTPUT}$	700	mW
Insulation Resistance at $T_s, V_{IO} = 500$ V	$R_s$	$\geq 10^9$	$\Omega$

\*Refer to the front of the optocoupler section of the current catalog, under Product Safety Regulations section, IEC/EN/DIN EN 60747-5-2, for a detailed description.

Note: Isolation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits in application.

**Absolute Maximum Ratings\* (No Derating Required up to 85°C)**

Parameter	Symbol	Package**	Min.	Max.	Units	Note
Storage Temperature	$T_s$		-55	125	°C	
Operating Temperature†	$T_A$		-40	85	°C	
Average Forward Input Current	$I_f$	Single 8-Pin DIP Single SO-8 Widebody		20	mA	2
		Dual 8-Pin DIP Dual SO-8		15		1, 3
Reverse Input Voltage	$V_R$	8-Pin DIP, SO-8		5	V	1
		Widebody		3		
Input Power Dissipation	$P_I$	Widebody		40	mW	
Supply Voltage (1 Minute Maximum)	$V_{CC}$			7	V	
Enable Input Voltage (Not to Exceed $V_{CC}$ by more than 500 mV)	$V_E$	Single 8-Pin DIP Single SO-8 Widebody		$V_{CC} + 0.5$	V	
Enable Input Current	$I_E$			5	mA	
Output Collector Current	$I_O$			50	mA	1
Output Collector Voltage	$V_O$			7	V	1
Output Collector Power Dissipation	$P_O$	Single 8-Pin DIP Single SO-8 Widebody		85	mW	
		Dual 8-Pin DIP Dual SO-8		60		1, 4
Lead Solder Temperature (Through Hole Parts Only)	$T_{LS}$	8-Pin DIP		260°C for 10 sec., 1.6 mm below seating plane		
		Widebody		260°C for 10 sec., up to seating plane		
Solder Reflow Temperature Profile (Surface Mount Parts Only)		SO-8 and Option 300		See Package Outline Drawings section		

\*JEDEC Registered Data (for 6N137 only).

\*\*Ratings apply to all devices except otherwise noted in the Package column.

†0°C to 70°C on JEDEC Registration.

**Recommended Operating Conditions**

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units
Input Current, Low Level	$I_{FL}^*$	0	250	μA
Input Current, High Level <sup>[1]</sup>	$I_{FH}^{**}$	5	15	mA
Power Supply Voltage	$V_{CC}$	4.5	5.5	V
Low Level Enable Voltage†	$V_{EL}$	0	0.8	V
High Level Enable Voltage†	$V_{EH}$	2.0	$V_{CC}$	V
Operating Temperature	$T_A$	-40	85	°C
Fan Out (at $R_L = 1\text{ k}\Omega$ ) <sup>[1]</sup>	N		5	TTL Loads
Output Pull-up Resistor	$R_L$	330	4 k	Ω

\*The off condition can also be guaranteed by ensuring that  $V_R \leq 0.8$  volts.

\*\*The initial switching threshold is 5 mA or less. It is recommended that 6.3 mA to 10 mA be used for best performance and to permit at least a 20% LED degradation guardband.

†For single channel products only.

### Electrical Specifications

Over recommended temperature ( $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ ) unless otherwise specified. All Typicals at  $V_{CC} = 5\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ . All enable test conditions apply to single channel products only. See note 5.

Parameter	Sym.	Package	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
High Level Output Current	$I_{OH}^*$	All		5.5	100	$\mu\text{A}$	$V_{CC} = 5.5\text{ V}$ , $V_E = 2.0\text{ V}$ , $V_O = 5.5\text{ V}$ , $I_F = 250\text{ mA}$	1	1, 6, 19
Input Threshold Current	$I_{TH}$	Single Channel Widebody Dual Channel		2.0 2.5	5.0	$\text{mA}$	$V_{CC} = 5.5\text{ V}$ , $V_E = 2.0\text{ V}$ , $V_O = 0.6\text{ V}$ , $I_{OL} \text{ (Sinking)} = 13\text{ mA}$	2, 3	19
Low Level Output Voltage	$V_{OL}^*$	8-Pin DIP SO-8 Widebody		0.35 0.4	0.6	$\text{V}$	$V_{CC} = 5.5\text{ V}$ , $V_E = 2.0\text{ V}$ , $I_F = 5\text{ mA}$ , $I_{OL} \text{ (Sinking)} = 13\text{ mA}$	2, 3, 4, 5	1, 19
High Level Supply Current	$I_{CCH}$	Single Channel Dual Channel		7.0 6.5 10	10.0* 15	$\text{mA}$	$V_E = 0.5\text{ V}$ $V_E = V_{CC}$ Both Channels $V_{CC} = 5.5\text{ V}$ $I_F = 0\text{ mA}$		7
Low Level Supply Current	$I_{CCL}$	Single Channel Dual Channel		9.0 8.5 13	13.0* 21	$\text{mA}$	$V_E = 0.5\text{ V}$ $V_E = V_{CC}$ Both Channels $V_{CC} = 5.5\text{ V}$ $I_F = 10\text{ mA}$		8
High Level Enable Current	$I_{EH}$	Single Channel		-0.7	-1.6	$\text{mA}$	$V_{CC} = 5.5\text{ V}$ , $V_E = 2.0\text{ V}$		
Low Level Enable Current	$I_{EL}^*$			-0.9	-1.6	$\text{mA}$	$V_{CC} = 5.5\text{ V}$ , $V_E = 0.5\text{ V}$		9
High Level Enable Voltage	$V_{EH}$		2.0			$\text{V}$			19
Low Level Enable Voltage	$V_{EL}$				0.8	$\text{V}$			
Input Forward Voltage	$V_F$	8-Pin DIP SO-8 Widebody	1.4 1.3 1.25 1.2	1.5 1.64	1.75* 1.80 1.85 2.05	$\text{V}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 10\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$	6, 7	1
Input Reverse Breakdown Voltage	$BV_R^*$	8-Pin DIP SO-8 Widebody	5 3			$\text{V}$	$I_R = 10\text{ }\mu\text{A}$ $I_R = 100\text{ }\mu\text{A}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		1
Input Diode Temperature Coefficient	$DV_F / \Delta T_A$	8-Pin DIP SO-8 Widebody		-1.6 -1.9		$\text{mV}/^\circ\text{C}$	$I_F = 10\text{ mA}$	7	1
Input Capacitance	$C_{IN}$	8-Pin DIP SO-8 Widebody		60 70		$\text{pF}$	$f = 1\text{ MHz}$ , $V_F = 0\text{ V}$		1

\*JEDEC registered data for the 6N137. The JEDEC Registration specifies  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$ . HP specifies  $-40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ .

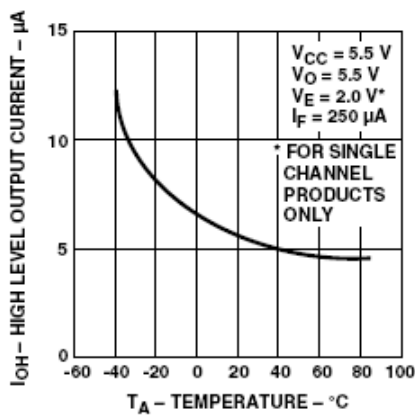


Figure 1. Typical high level output current vs. temperature.

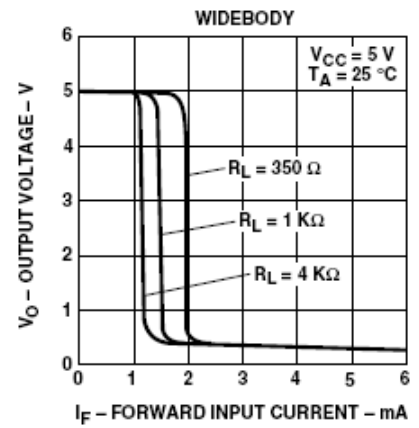
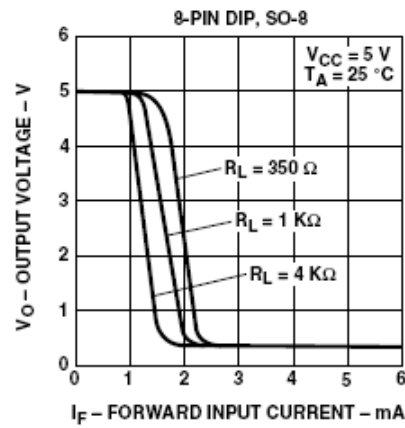


Figure 2. Typical output voltage vs. forward input current.

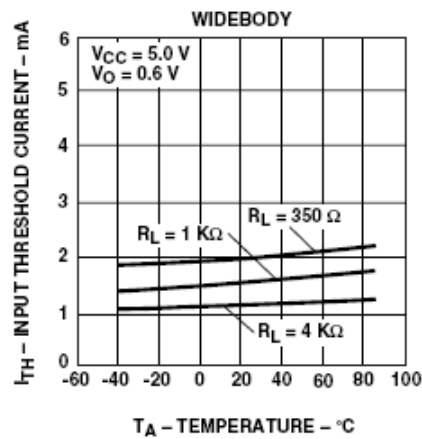
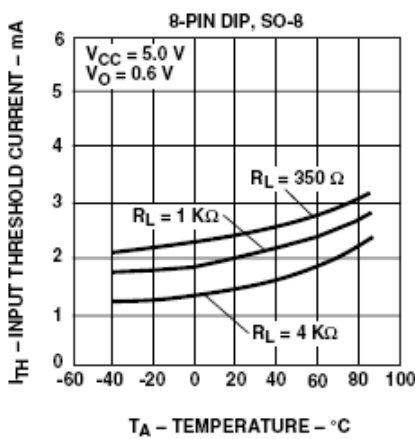


Figure 3. Typical input threshold current vs. temperature.

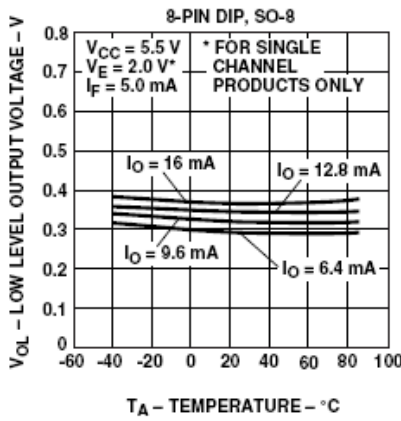


Figure 4. Typical low level output voltage vs. temperature.

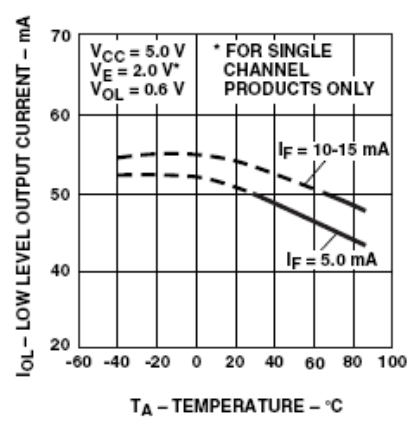
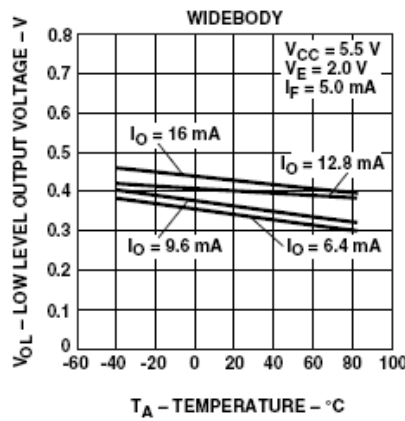


Figure 5. Typical low level output current vs. temperature.

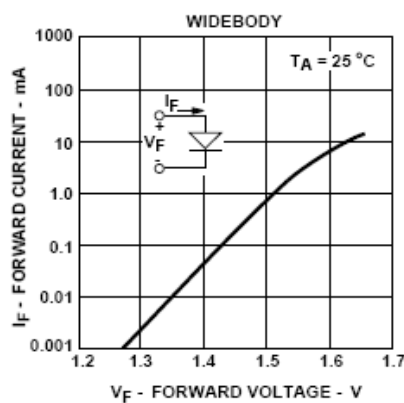
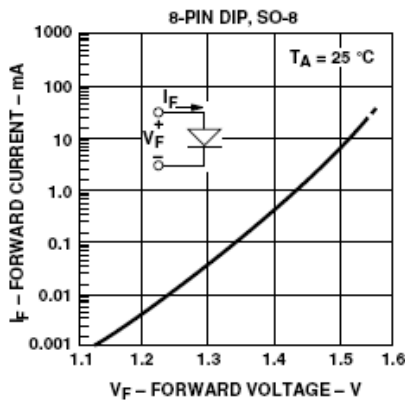


Figure 6. Typical input diode forward characteristic.

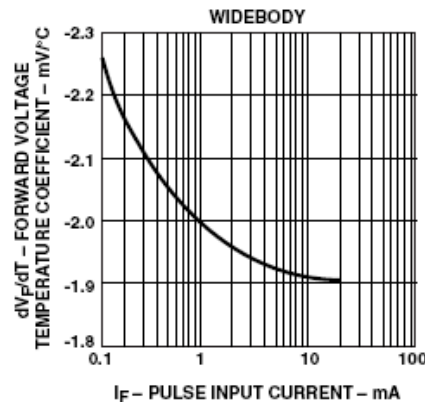
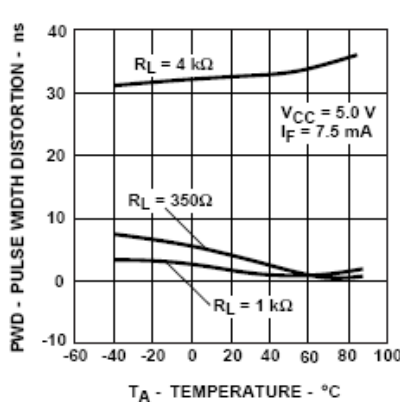


Figure 7. Typical temperature coefficient of forward voltage vs. input current.

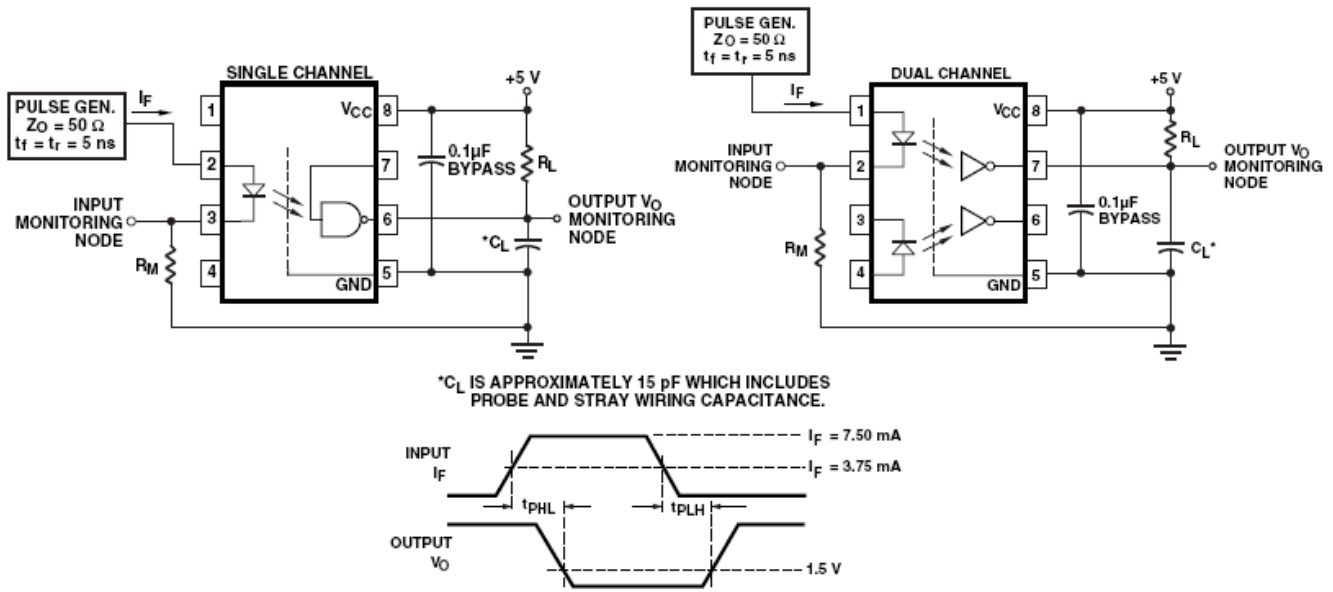


Figure 8. Test circuit for  $t_{PHL}$  and  $t_{PLH}$

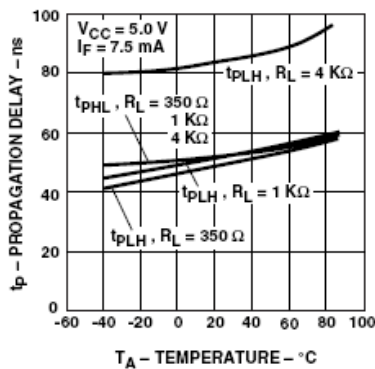


Figure 9. Typical propagation delay vs. temperature.

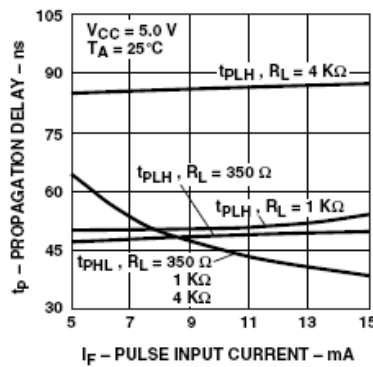


Figure 10. Typical propagation delay vs. pulse input current.

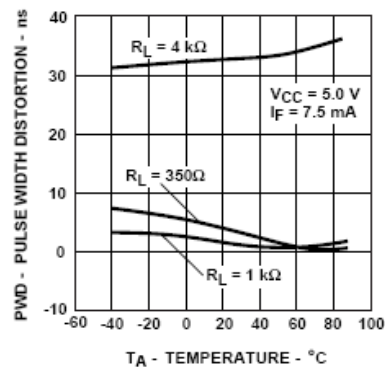


Figure 11. Typical pulse width distortion vs. temperature.

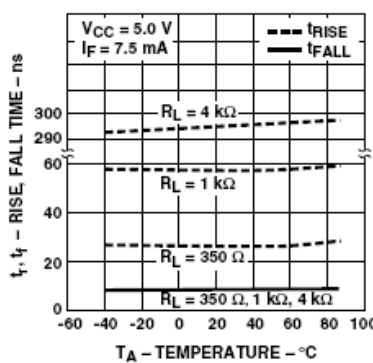


Figure 12. Typical rise and fall time vs. temperature.

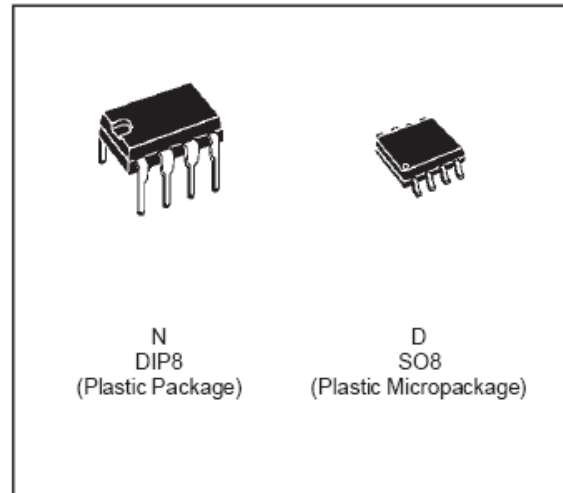
## D.8. TL081I



## TL081 TL081A - TL081B

### GENERAL PURPOSE J-FET SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIER

- WIDE COMMON-MODE (UP TO  $V_{CC}^+$ ) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE :  $16V/\mu s$  (typ)



#### DESCRIPTION

The TL081, TL081A and TL081B are high speed J-FET input single operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

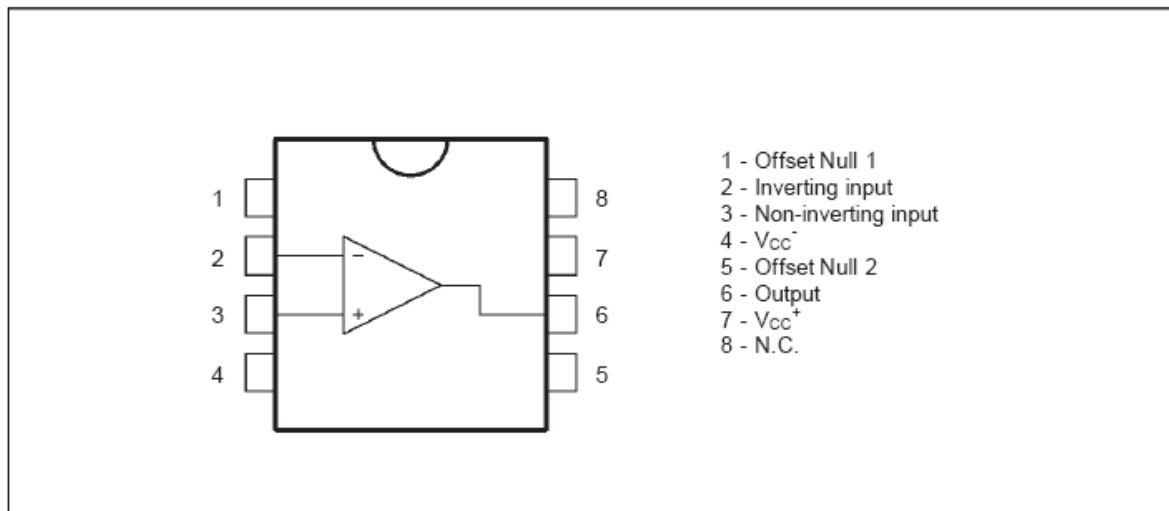
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

#### ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL081M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL081I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL081C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•

Examples : TL081CD, TL081IN

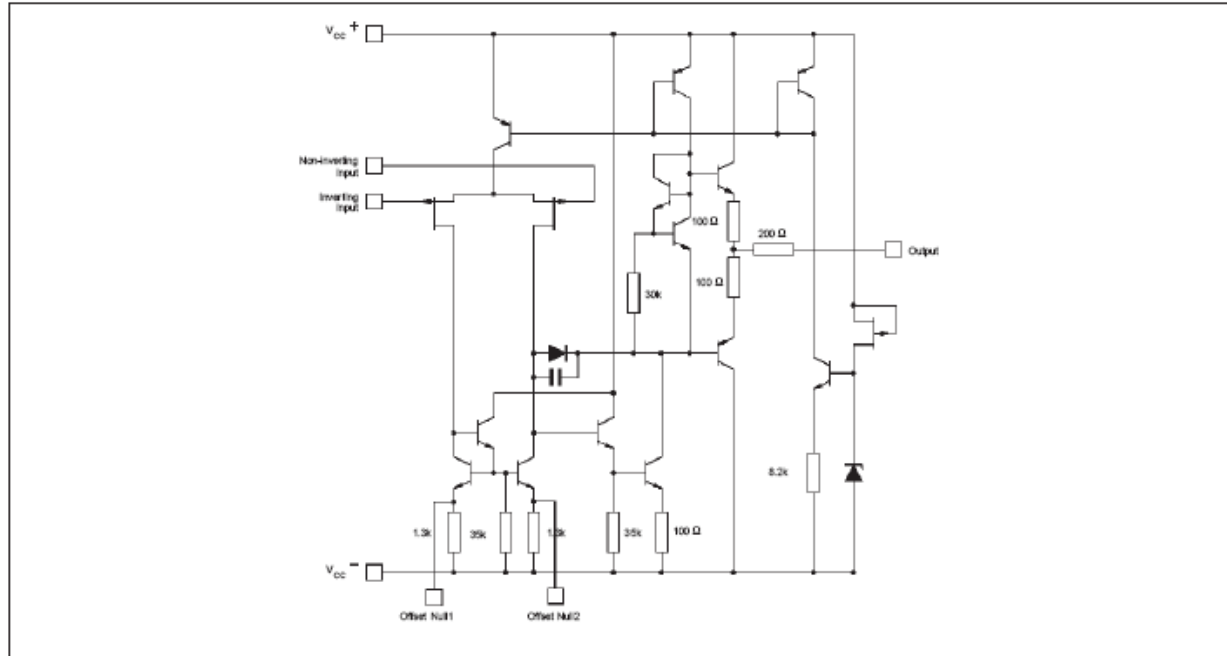
#### PIN CONNECTIONS (top view)



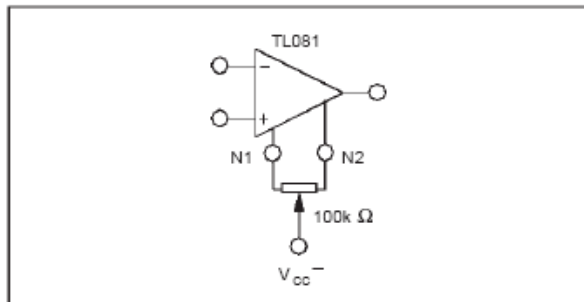


## TL081 - TL081A - TL081B

### SCHEMATIC DIAGRAM



### INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage - (note 1)	±18	V
V <sub>i</sub>	Input Voltage - (note 3)	±15	V
V <sub>id</sub>	Differential Input Voltage - (note 2)	±30	V
P <sub>tot</sub>	Power Dissipation	680	mW
	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite	
T <sub>oper</sub>	Operating Free Air Temperature Range TL081C,AC,BC TL081I,AI,BI TL081M,AM,BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	°C
T <sub>sto</sub>	Storage Temperature Range	-65 to 150	°C

- Notes:
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between  $V_{CC}^{+}$  and  $V_{CC}^{-}$ .
  2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
  3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
  4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

TL081 - TL081A - TL081B

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

$V_{CC} = \pm 15V$ ,  $T_{amb} = 25^{\circ}C$  (unless otherwise specified)

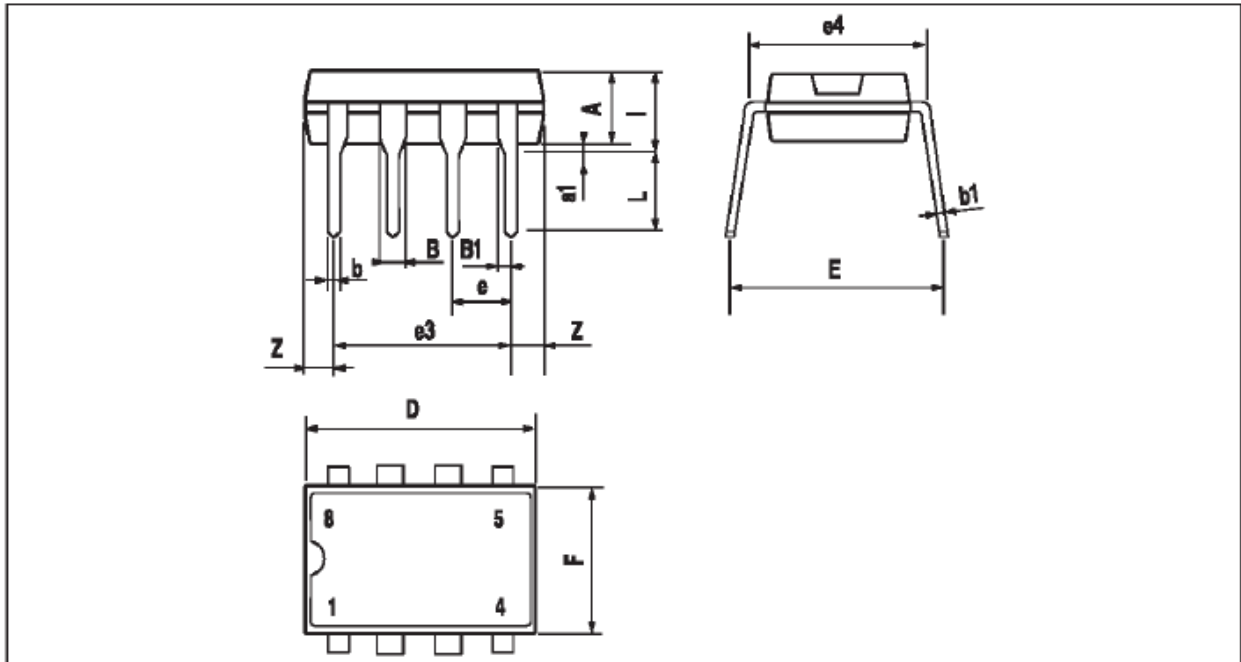
Symbol	Parameter	TL081I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL081C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$V_{io}$	Input Offset Voltage ( $R_s = 50\Omega$ ) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ TL081 TL081A TL081B TL081 TL081A TL081B		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
$DV_{io}$	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
$I_{io}$	Input Offset Current * $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		5	100 4		5	100 4	pA nA
$I_{ib}$	Input Bias Current * $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		20	200 20		20	400 20	pA nA
$A_{vd}$	Large Signal Voltage Gain ( $R_L = 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$ ) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ( $R_s = 50\Omega$ ) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	80 80	86		70 70	86		dB
$I_{CC}$	Supply Current, no Load $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
$V_{icm}$	Input Common Mode Voltage Range	$\pm 11$	+15 -12		$\pm 11$	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ( $R_s = 50\Omega$ ) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	80 80	86		70 70	86		dB
$I_{os}$	Output Short-circuit Current $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
$\pm V_{OPP}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$	10 12 10 12	12 13.5		10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate ( $V_{in} = 10V$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , $T_{amb} = 25^{\circ}C$ , unity gain)	8	16		8	16		V/ $\mu s$
$t_r$	Rise Time ( $V_{in} = 20mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , $T_{amb} = 25^{\circ}C$ , unity gain)		0.1			0.1		$\mu s$
$K_{OV}$	Overshoot ( $V_{in} = 20mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , $T_{amb} = 25^{\circ}C$ , unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ( $f = 100kHz$ , $T_{amb} = 25^{\circ}C$ , $V_{in} = 10mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ )	2.5	4		2.5	4		MHz
$R_i$	Input Resistance		$10^{12}$			$10^{12}$		$\Omega$
THD	Total Harmonic Distortion ( $f = 1kHz$ , $A_v = 20dB$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , $T_{amb} = 25^{\circ}C$ , $V_O = 2V_{PP}$ )		0.01			0.01		%
$e_n$	Equivalent Input Noise Voltage ( $f = 1kHz$ , $R_s = 100\Omega$ )		15			15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
$\phi_m$	Phase Margin		45			45		Degrees

\* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every  $10^{\circ}C$  increase in the junction temperature.

TL081 - TL081A - TL081B

PACKAGE MECHANICAL DATA

8 PINS - PLASTIC DIP



Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

## D.9. TPM 10212

# TRACO<sup>®</sup> POWER

## AC/DC Power Modules

TPM Series, 5 to 40 Watt



### Features

- ◆ PCB Mounting with Solder Pins or Chassis Mounting with Screw Terminals
- ◆ Single-, Dual- and Triple Output Models
- ◆ Universal Input 85-264 VAC, 40-440 Hz
- ◆ EMI meets EN 55022, Class B and FCC, Level B
- ◆ Low Ripple and Noise
- ◆ Over Temperature Protection
- ◆ Short Circuit and Overload Protection
- ◆ Safety Class II Product
- ◆ 3 Year Product Warranty



The TPM series switching power supplies, comprising 57 (!) standard models, offer high power density in a fully encapsulated plastic case. This feature makes these modules an ideal solution for all space critical applications in commercial and industrial electronic equipment. Full compliance to European low voltage and EMC directive, UL and cUL safety approval qualifies this product for worldwide markets. SMD-technology and an extensive production quality test guarantees a high reliability of these power modules.

Models					
Order code		Output power max.	Output 1	Output 2	Output 3
PCB-mounting with solder pins	Chassis mounting with screw terminals				
TPM 05105		5 Watt	5 VDC / 1000 mA		
TPM 05112			12 VDC / 420 mA		
TPM 05124			24 VDC / 210 mA		
TPM 05212			+12 VDC / 250 mA	-12 VDC / 150 mA	
TPM 05215			+15 VDC / 150 mA	-15 VDC / 150 mA	
TPM 10105	TPM 10105C	10 Watt	5 VDC / 2000 mA		
TPM 10112	TPM 10112C		12 VDC / 840 mA		
TPM 10124	TPM 10124C		24 VDC / 420 mA		
TPM 10212	TPM 10212C		+12 VDC / 400 mA	-12 VDC / 400 mA	
TPM 10215	TPM 10215C		+15 VDC / 300 mA	-15 VDC / 300 mA	
TPM 10512	TPM 10512C		*5 VDC / 1200 mA	+12 VDC / 120 mA	-12 VDC / 120 mA
TPM 10515	TPM 10515C		*5 VDC / 1200 mA	+15 VDC / 100 mA	-15 VDC / 100 mA

DC input (18 – 72 VDC) and other output voltages on request

\* Output floating

<http://www.tracopower.com>

Page 1 of 9

**TRACO<sup>®</sup>  
POWER**

**AC/DC Power Modules**  
TPM Series 5 to 40 Watt

### Input Specifications

Input voltage range	85 – 264 VAC (100–375 VDC)
Input frequency	40 – 440 Hz
Input current no load	115 VAC / 230 VAC TPM 05 models: 18 mA / 13 mA typ. TPM 10 models: 18 mA / 18 mA typ. TPM 15 models: 18 mA / 18 mA typ. TPM 30 models: 25 mA / 20 mA typ. TPM 40 models: 20 mA / 17 mA typ.
Input current full load	115 VAC / 230 VAC TPM 05 models: 100 mA / 60 mA typ. TPM 10 models: 150 mA / 90 mA typ. TPM 15 models: 220 mA / 118 mA typ. TPM 30 models: 430 mA / 240 mA typ. TPM 40 models: 600 mA / 320 mA typ.
External fuse (recommended)	TPM 05 models: 0.5 A slow blow type TPM 10 models: 1.0 A slow blow type TPM 15 models: 1.0 A slow blow type TPM 30 models: 2.0 A slow blow type TPM 40 models: 3.15 A slow blow type

### Output Specifications

Voltage set accuracy	– Output 1 (main output) ± 1 % – Output 2/3 (aux. outputs) ± 3 %
Regulation	– Input variation 0.5 % max. – Load variation (10–90%) Single output models: 0.5 % max. Dual/ triple output models: 0.5 % max. (symmetric load)
Minimum load	Dual/ triple output models: 10 % (main output)
Ripple and noise (pk-pk, 20 Mhz Bandwidth)	< 2% of Vout max.
Current limitation	105 – 130 % of Iout max., constant current
Short circuit protection	hiccup mode, indefinite (automatic recovery)
Capacitive load	1000 µF (each output) TPM 05xxx only 4700 µF (each output) all other models

All specifications valid at nominal input voltage, full load and +25°C after warm-up time unless otherwise stated.

<http://www.tracopower.com>

Page 3 of 9



## AC/DC Power Modules

TPM Series 5 to 40 Watt

### General Specifications

Temperature ranges	- Operating	-25 °C...+70 °C max.
	- Case	95 °C max.
Derating	TPM 5/ 10/ 15 single output models:	2 %/K above 55 °C
	TPM 5/ 10/ 15 dual output models:	3 %/K above 55 °C
	TPM 10/ 15 triple output models:	5 %/K above 55 °C
	TPM 30/ 40 single output models:	2 %/K above 50 °C
	TPM 30 dual output models:	3 %/K above 50 °C
	TPM 30 triple output models:	5 %/K above 50 °C
- Storage (non operating)		-45 °C...+100 °C
Temperature coefficient		0.01 % / K
Efficiency		55 – 85 % (depending on model)
Humidity (non condensing)		95 % rel max.
Switching frequency (Puls width modulation PWM)		TPM 5 models: 125 kHz typ. TPM 10/ 15/ 30 models: 90 kHz typ. TPM 40 models: 70 kHz typ.
Hold-up time	- Vin = 115 VAC	50 ms min.
	- Vin = 230 VAC	50 ms min.
I/O-isolation voltage (50 Hz 60 sec.)		3'300 VAC
Reliability /calculated MTBF (MIL-HDBK-217E ground benign)		> 800'000 h @ 25°C
EMI / RFI conducted		EN 55022, class B, FCC part 15, level B
EMC compliance	- Electrostatic discharge ESD	IEC / EN 61000-4-2 4 kV / 8 kV
	- RF field susceptibility	IEC / EN 61000-4-3 10 V/m
	- Electrical fast transients/bursts on mainsline	IEC / EN 61000-4-4 2 kV
	- Surge	IEC / EN 61000-4-5 2 kV sym.
	- Immunity to conducted RF disturbances	IEC / EN 61000-4-6 10 V
	- Immunity to voltage dips, short interruptions and voltage variations	IEC / EN 61000-4-11
Safety Class II		to IEC / EN 60536
Safety standards		UL 1950, IEC 60950, EN 60950
Safety approval		cUL /UL (file: E188913)
Case material		CELANEX 2360 FL (UL94V-0 rated)

All specifications valid at nominal input voltage, full load and +25°C after warm-up time unless otherwise stated.

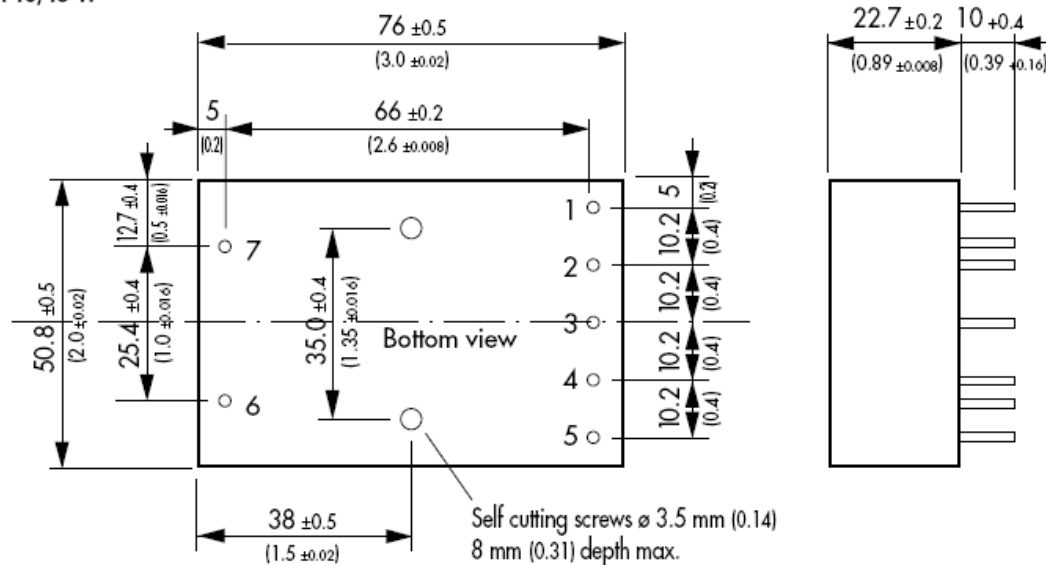
**TRACO  
POWER**

**AC/DC Power Modules**  
TPM Series 5 to 40 Watt

**Outline Dimensions mm (inches)**

PCB-mounting with solder pins

TPM 10/15 W



Pin diameter  $\varnothing 1.0 \pm 0.1$  ( $0.039 \pm 0.004$  inches)

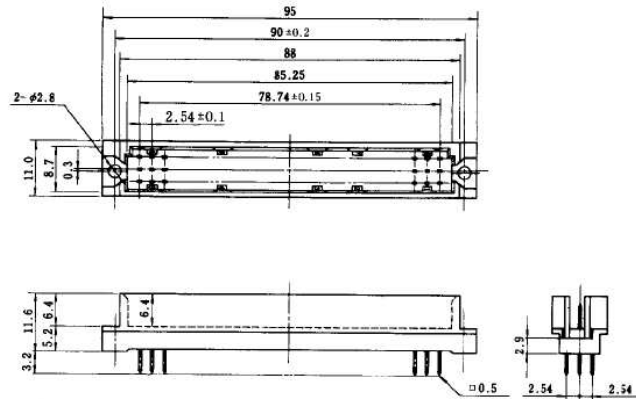
**Weight** TPM 10 150 g (0.33 lb)  
TPM 15 150 g (0.33 lb)

Pin-Out			
Pin	Single	Dual	Triple
1	-V out	-V out	-V out 3
2	No Pin	No Pin	-V out 1
3	No Pin	Common	Com. 2/3
4	No Pin	No Pin	+V out 1
5	+V out	+V out	+V out 2
6	AC in	AC in	AC in
7	AC in	AC in	AC in

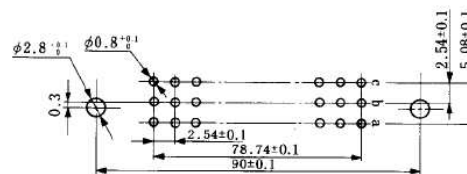


## D.10. CONECTOR DIN41612 TIPO C

### ■ Pin Header: 3-row Straight Type (DIN standard type R)



### ◆ PCB mounting pattern



## D.11. SK 129 63,5 STS

A

**fischer elektronik**

**Extruded heatsinks for PCB mounting**

for semiconductor clip-mounting

B

C

D

E

F

G

H


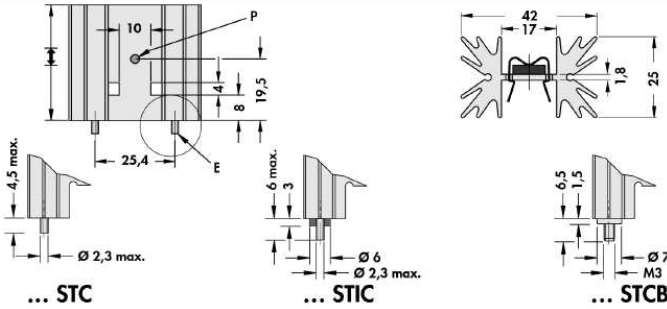

I

K

L

M

N


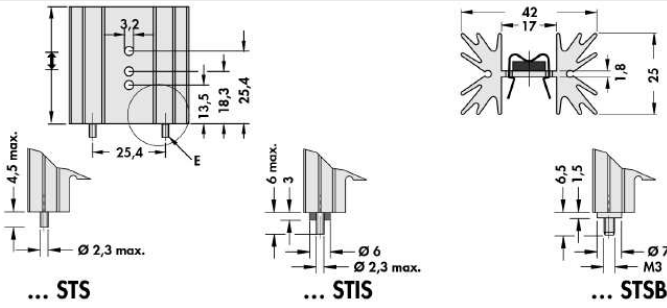

			
	<b>art. no.</b>		<b>R<sub>th</sub> [K/W]</b>
	<b>SK 129 25,4 ...</b>	TO 220	7.8
	<b>SK 129 38,1 ...</b>	TO 220	6.5
	<b>SK 129 50,8 ...</b>	TO 220	5.3
	<b>SK 129 63,5 ...</b>	TO 220	4.5
<p><b>please indicate:</b></p> <p>... mounting method  <b>STC</b> =with solder pins  <b>STIC</b> =with solder pins and insulating washer  <b>STCB</b> =with threaded bolts M 3, brass</p>			

**P** = raised retaining stud, **E** = mounting method

special lengths and drillings on request

**surface treatment:** black anodised

for semiconductor screw-mounting

			
	<b>art. no.</b>		<b>R<sub>th</sub> [K/W]</b>
	<b>SK 129 25,4 ...</b>	TO 220/ SOT 32/ TO 3 P	7.8
	<b>SK 129 38,1 ...</b>	TO 220/ SOT 32/ TO 3 P	6.5
	<b>SK 129 50,8 ...</b>	TO 220/ SOT 32/ TO 3 P	5.3
	<b>SK 129 63,5 ...</b>	TO 220/ SOT 32/ TO 3 P	4.5
<p><b>please indicate:</b></p> <p>... mounting method  <b>STS</b> =with solder pins  <b>STIS</b> =with solder pins and insulating washer  <b>STSB</b> =with threaded bolts M 3, brass</p>			

**P** = raised retaining stud, **E** = mounting method

special lengths and drillings on request

**surface treatment:** black anodised

**A 99**

Heatsinks with threaded rail  
Profiles for PCB components  
Retaining springs for transistors  
Order example

→ A 90  
→ A 89  
→ A 111 - 116  
→ A 21

Attachable heatsinks for TO-cases  
Mounting for TO 3 angle  
Silicone wafers  
Mica wafers

→ A 91  
→ A 121  
→ E 2 - 4  
→ E 11

## D.12. 2N2222




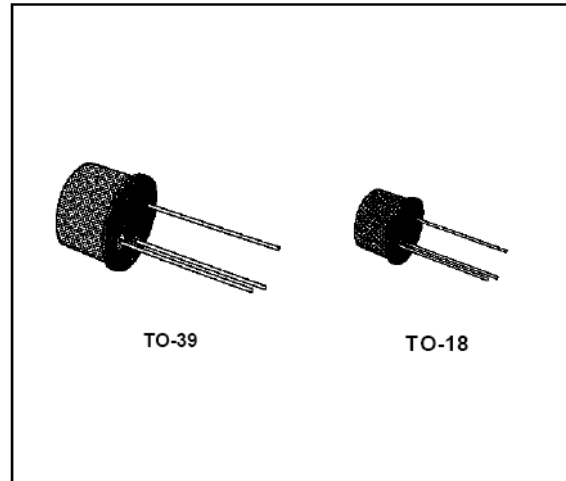
**2N2218-2N2219**  
**2N2221-2N2222**

### HIGH-SPEED SWITCHES

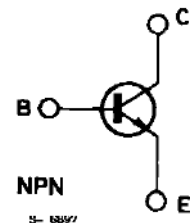
#### DESCRIPTION

The 2N2218, 2N2219, 2N2221 and 2N2222 are silicon planar epitaxial NPN transistors in Jedec TO-39 (for 2N2218 and 2N2219) and in Jedec TO-18 (for 2N2221 and 2N2222) metal cases. They are designed for high-speed switching applications at collector currents up to 500 mA, and feature useful current gain over a wide range of collector current, low leakage currents and low saturation voltages.

 2N2218/2N2219 approved to CECC 50002-100, 2N2221/2N2222 approved to CECC 50002-101 available on request.



#### INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{CBO}$	Collector-base Voltage ( $I_E = 0$ )	60	V
$V_{CEO}$	Collector-emitter Voltage ( $I_B = 0$ )	30	V
$V_{EBO}$	Emitter-base Voltage ( $I_C = 0$ )	5	V
$I_C$	Collector Current	0.8	A
$P_{tot}$	Total Power Dissipation at $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$ for 2N2218 and 2N2219 for 2N2221 and 2N2222 at $T_{case} \leq 25^\circ\text{C}$ for 2N2218 and 2N2219 for 2N2221 and 2N2222	0.8	W
		0.5	W
		3	W
		1.8	W
$T_{stg}$	Storage Temperature	- 65 to 200	$^\circ\text{C}$
$T_j$	Junction Temperature	175	$^\circ\text{C}$

## 2N2218-2N2219-2N2221-2N2222

### THERMAL DATA

			2N2218 2N2219	2N2221 2N2222
R <sub>th j-case</sub>	Thermal Resistance Junction-case	Max	50 °C/W	83.3 °C/W
R <sub>th j-amb</sub>	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	187.5 °C/W	300 °C/W

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>amb</sub> = 25 °C unless otherwise specified)

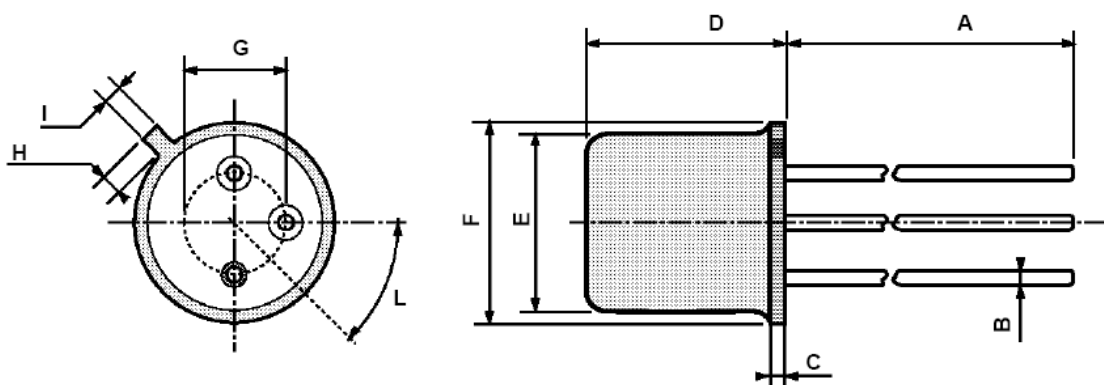
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I <sub>CBO</sub>	Collector Cutoff Current (I <sub>E</sub> = 0)	V <sub>CB</sub> = 50 V V <sub>CB</sub> = 50 V T <sub>amb</sub> = 150 °C			10 10	nA μA
I <sub>EBO</sub>	Emitter Cutoff Current (I <sub>C</sub> = 0)	V <sub>EB</sub> = 3 V			10	nA
V <sub>(BR) CBO</sub>	Collector-base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 0)	I <sub>C</sub> = 10 μA	60			V
V <sub>(BR) CEO</sub> *	Collector-emitter Breakdown Voltage (I <sub>B</sub> = 0)	I <sub>C</sub> = 10 mA	30			V
V <sub>(BR) EBO</sub>	Emitter-base Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 0)	I <sub>E</sub> = 10 μA	5			V
V <sub>CE (sat)</sub> *	Collector-emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 150 mA I <sub>B</sub> = 15 mA I <sub>C</sub> = 500 mA I <sub>B</sub> = 50 mA			0.4 1.6	V V
V <sub>BE (sat)</sub> *	Base-emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 150 mA I <sub>B</sub> = 15 mA I <sub>C</sub> = 500 mA I <sub>B</sub> = 50 mA			1.3 2.6	V V
h <sub>FE</sub> *	DC Current Gain	for <b>2N2218</b> and <b>2N2221</b> I <sub>C</sub> = 0.1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 500 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 1 V for <b>2N2219</b> and <b>2N2222</b> I <sub>C</sub> = 0.1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 500 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 1 V	20 25 35 40 20 20		120	
f <sub>T</sub>	Transition Frequency	I <sub>C</sub> = 20 mA V <sub>CE</sub> = 20 V f = 100 MHz	250			MHz
C <sub>CBO</sub>	Collector-base Capacitance	I <sub>E</sub> = 0 V <sub>CB</sub> = 10 V f = 100 kHz			8	pF
R <sub>e(hie)</sub>	Real Part of Input Impedance	I <sub>C</sub> = 20 mA V <sub>CE</sub> = 20 V f = 300 MHz			60	Ω

\* Pulsed : pulse duration = 300 μs, duty cycle = 1 %.

2N2218-2N2219-2N2221-2N2222

TO-18 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A		12.7			0.500	
B			0.49			0.019
D			5.3			0.208
E			4.9			0.193
F			5.8			0.228
G	2.54			0.100		
H			1.2			0.047
I			1.16			0.045
L	45°			45°		



0016043



## D.13. C8051F120 y DK (Development Kit)



**100 MIPS, 128 kB Flash, 12-Bit ADC, 100-Pin Mixed-Signal MCU**

**C8051F120**

### Analog Peripherals

#### 12-Bit ADC

- $\pm 1$  LSB INL; no missing codes
- Programmable throughput up to 100 ksp/s
- 8 external inputs; programmable as single-ended or differential
- Programmable amplifier gain: 16, 8, 4, 2, 1, 0.5
- Data-dependent windowed interrupt generator
- Built-in temperature sensor ( $\pm 3^\circ\text{C}$ )

#### 8-Bit ADC

- $\pm 1$  LSB INL; no missing codes
- Programmable throughput up to 500 ksp/s
- 8 external inputs
- Programmable amplifier gain: 4, 2, 1, 0.5

#### Two 12-Bit DACs

- Can synchronize outputs to timers for jitter-free waveform generation

#### Two Comparators

#### Internal Voltage Reference

#### V<sub>DD</sub> Monitor/Brown-out Detector

#### On-Chip JTAG Debug & Boundary Scan

- On-chip debug circuitry facilitates full speed, non-intrusive in-system debug (no emulator required)
- Provides breakpoints, single stepping, watchpoints, stack monitor
- Inspect/modify memory and registers
- Superior performance to emulation systems using ICE-chips, target pods, and sockets
- IEEE1149.1 compliant boundary scan

### High-Speed 8051 $\mu\text{C}$ Core

- Pipelined instruction architecture; executes 70% of instructions in 1 or 2 system clocks
- Up to 100 MIPS throughput with 100 MHz system clock
- 16 x 16 multiply/accumulate engine (2-cycle)

### Memory

- 8448 bytes data RAM
- 128 kB Flash; in-system programmable in 1024-byte sectors (1024 bytes are reserved)
- External parallel data memory interface

### Digital Peripherals

- 64 port I/O; all are 5 V tolerant
- Hardware SMBus™ (I2C™ compatible), SPI™, and two UART serial ports available concurrently
- Programmable 16-bit counter/timer array with six capture/compare modules
- 5 general-purpose 16-bit counter/timers
- Dedicated watchdog timer; bidirectional reset
- Real-time clock mode using timer 3 or PCA

### Clock Sources

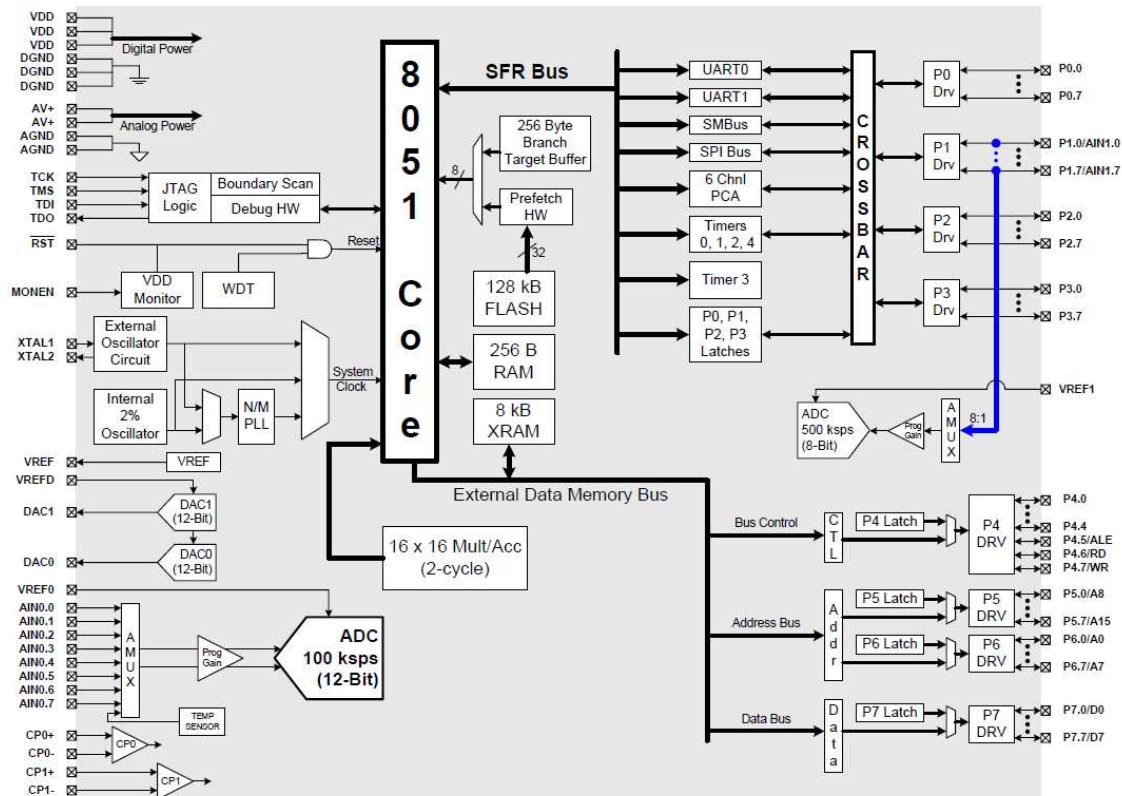
- Internal oscillator: 24.5 MHz; 2% accuracy supports UART operation
- On-chip programmable PLL: up to 100 MHz
- External oscillator: Crystal, RC, C, or Clock

### Supply Voltage: 3.0 to 3.6 V

- Typical operating current: 50 mA at 100 MHz
- Typical stop mode current: 0.4  $\mu\text{A}$

### 100-Pin TQFP

Temperature Range:  $-40$  to  $+85^\circ\text{C}$





## C8051F120

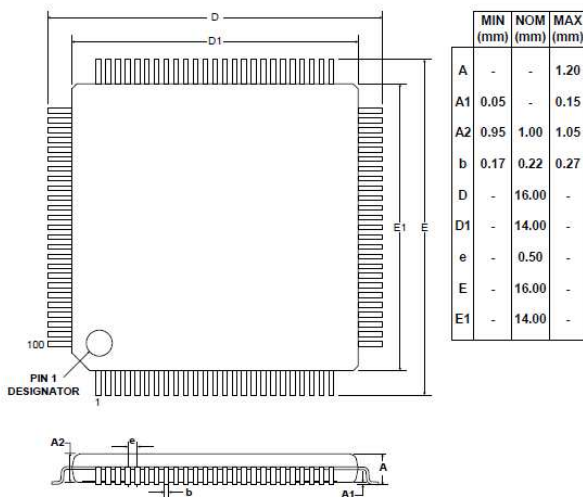
100 MIPS, 128 kB Flash, 12-Bit ADC, 100-Pin Mixed-Signal MCU

### Selected Electrical Specifications

( $T_A = -40$  to  $+85$  C°,  $V_{DD} = 3.0$  V unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>GLOBAL CHARACTERISTICS</b>					
Supply Voltage		3.0		3.6	V
Supply Current (CPU active)	Clock = 100 MHz		50		mA
	Clock = 1 MHz		0.6		mA
	Clock = 32 kHz		16		μA
Supply Current (shutdown)	Oscillator off; $V_{DD}$ Monitor Enabled		10		μA
	Oscillator off; $V_{DD}$ Monitor Disabled		0.4		μA
Clock Frequency Range		DC		100	MHz
<b>INTERNAL CLOCKS</b>					
Oscillator Frequency		24.0	24.5	25.0	MHz
PLL Frequency		96	98	100	MHz
<b>A/D CONVERTER</b>					
Resolution			12		bits
Integral Nonlinearity				±1	LSB
Differential Nonlinearity	Guaranteed Monotonic			±1	LSB
Signal-to-Noise Plus Distortion		66	69		dB
Throughput Rate				100	ksps
<b>D/A CONVERTERS</b>					
Resolution			12		bits
Differential Nonlinearity	Guaranteed Monotonic			±1	LSB
Output Settling Time			10		μs

### Package Information



### C8051F120DK Development Kit





## C8051F12x-DK

### 6. Target Board

The C8051F12x Development Kit includes a target board with a C8051F120 device pre-installed for evaluation and preliminary software development. Numerous input/output (I/O) connections are provided to facilitate prototyping using the target board. Refer to Figure 2 for the locations of the various I/O connectors.

- P1 Power connector (accepts input from 7 to 15 VDC unregulated power adapter)
- J1 Connects SW2 to P3.7 pin
- J3 Connects LED D3 to P1.6 pin
- J4 JTAG connector for Debug Adapter interface
- J5 DB-9 connector for UART0 RS232 interface
- J6 Connector for UART0 TX (P0.0)
- J8 Connector for UART0 RTS (P4.0)
- J9 Connector for UART0 RX (P0.1)
- J10 Connector for UART0 CTS (P4.1)
- J11 Analog loopback connector
- J12–J19 Port 0–7 connectors
- J20 Analog I/O terminal block
- J22 VREF connector
- J23 VDD Monitor Disable
- J24 96-pin Expansion I/O connector

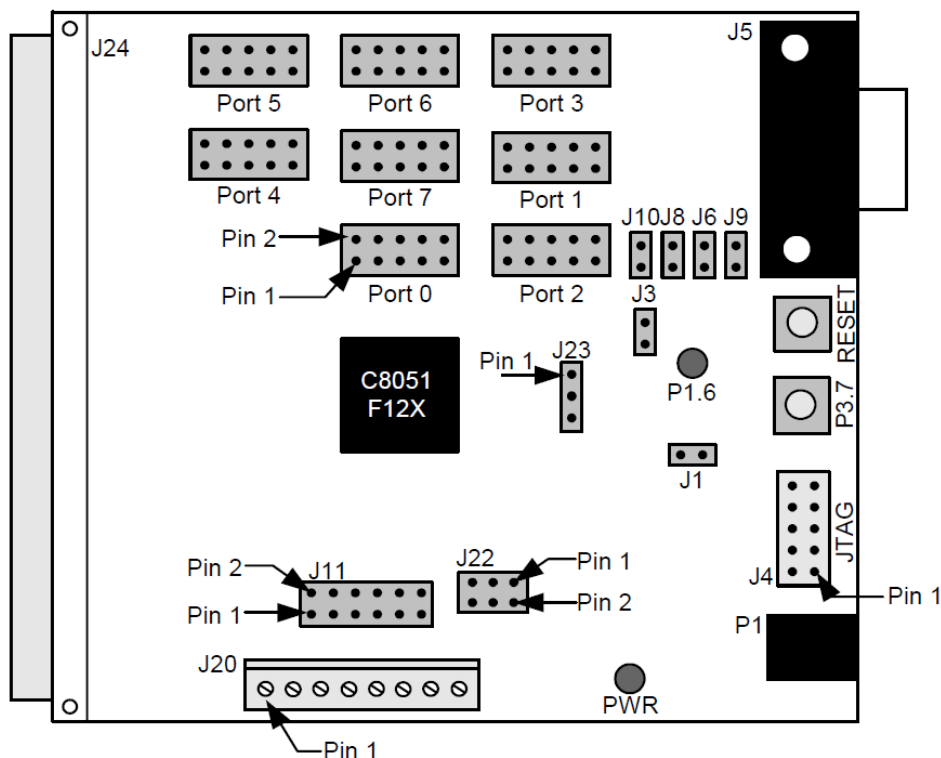
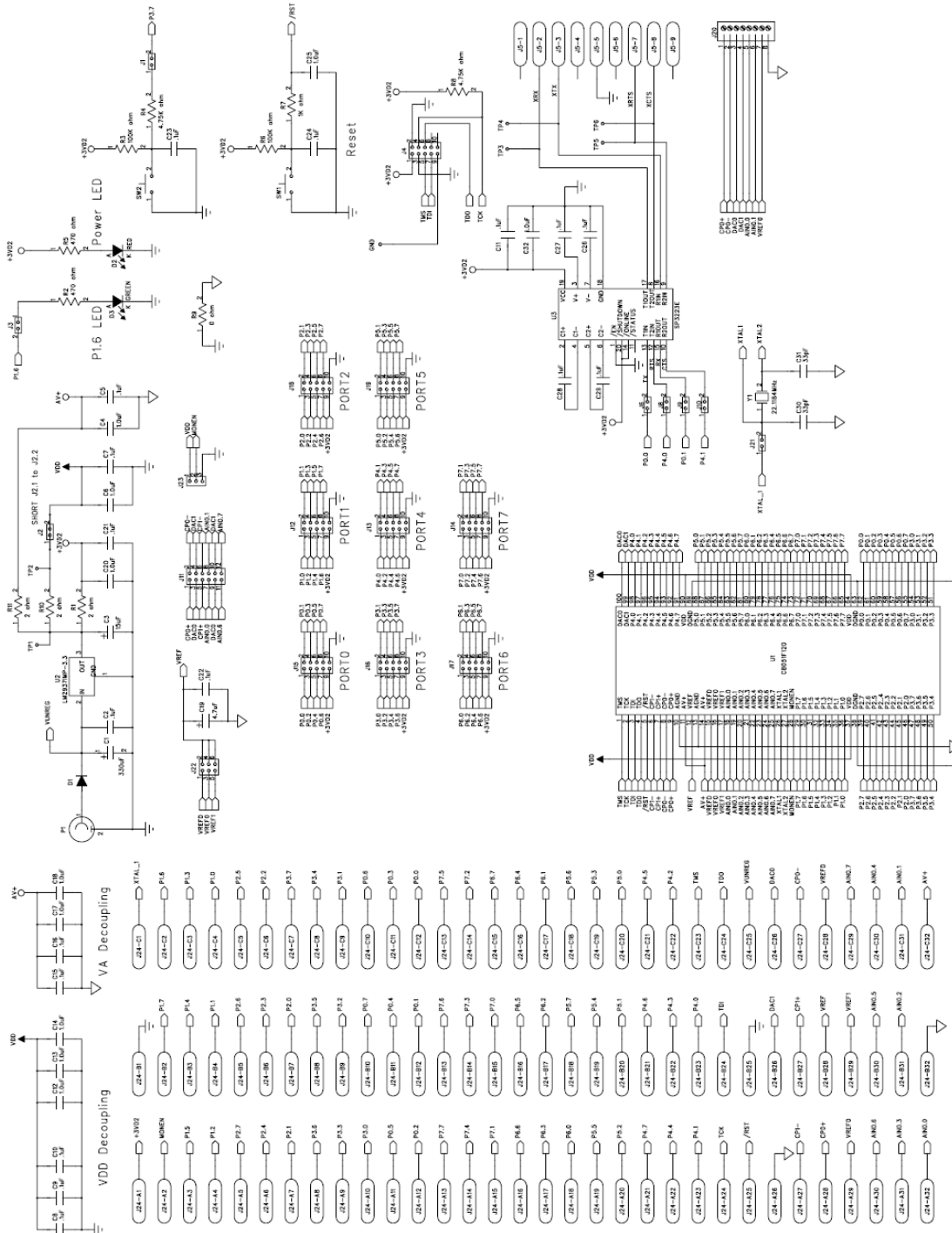


Figure 2. C8051F120 Target Board

**C8051F12x-DK**

## 7. Schematic



**Figure 4. C8051F120 Target Board Schematic**

## D.14. 1N4148

1N4148 / 1N4150 / 1N4448 / 1N914B

Diodes

### Switching diode

1N4148 / 1N4150 / 1N4448 / 1N914B

\*This product is available only outside of Japan.

#### ●Applications

High-speed switching

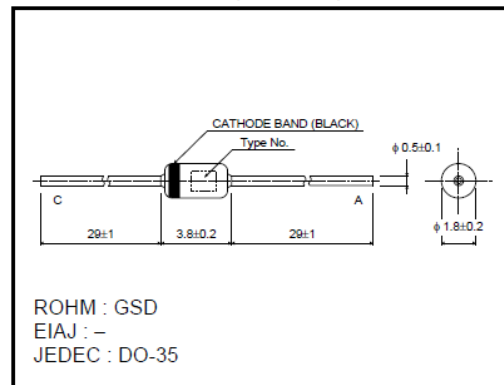
#### ●Features

- 1) Glass sealed envelope. (GSD)
- 2) High speed.
- 3) High reliability.

#### ●Construction

Silicon epitaxial planar

#### ●External dimensions (Units : mm)



#### ●Absolute maximum ratings (Ta = 25°C)

Type	V <sub>RM</sub> (V)	V <sub>R</sub> (V)	I <sub>FM</sub> (mA)	I <sub>O</sub> (mA)	I <sub>F</sub> (mA)	I <sub>FSM</sub> 1μs (A)	P (mW)	T <sub>J</sub> (°C)	T <sub>opr</sub> (°C)	T <sub>stg</sub> (°C)
1N4148	100	75	450	150	200	2	500	200	-65~+200	-65~+200
1N4150	50	50	600	200	250	4	500	200	-65~+200	-65~+200
1N4448 (1N914B)	100	75	450	150	200	2	500	200	-65~+200	-65~+200

#### ●Electrical characteristics (Ta = 25°C)

Type	V <sub>F</sub> (V)												BV (V) Min.		I <sub>r</sub> (μA) Max.				C <sub>r</sub> (pF)		t <sub>r</sub> (ns) V <sub>R</sub> =6V I <sub>F</sub> =10mA R <sub>L</sub> =100Ω
	@ 0.1mA	@ 0.25mA	@ 1mA	@ 2mA	@ 5mA	@ 10mA	@ 20mA	@ 30mA	@ 50mA	@ 100mA	@ 200mA	@ 250mA	@ 5μA	@ 100μA	@ 25°C		@ 150°C		V <sub>R</sub> =0 f=1MHz		
															V <sub>r</sub> (V)	V <sub>r</sub> (V)					
1N4148						1.0							75	100	0.025 5.0	20 75	50.0	20	4	4	
1N4150			0.54			0.66			0.76	0.82	0.87		—	50	0.1	50	100.0	50	2.5	4	
			0.62			0.74			0.86	0.92	1.0										
1N4448 (1N914B)					0.62								—	100	0.025 5.0	20 75	50.0	20	4	4	
					0.72						1.0										

The upper figure is the minimum V<sub>F</sub> and the lower figure is the maximum V<sub>F</sub> value.

## 1N4148 / 1N4150 / 1N4448 / 1N914B

### Diodes

#### ●Electrical characteristic curves ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

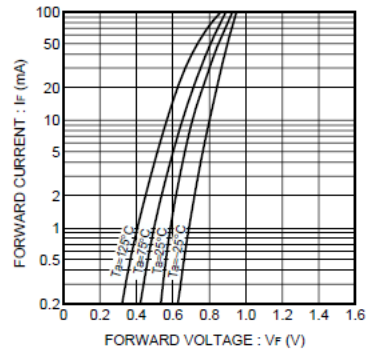


Fig. 1 Forward characteristics

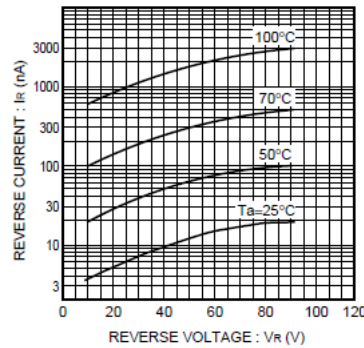


Fig. 2 Reverse characteristics

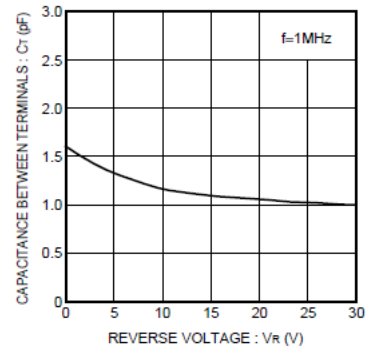


Fig. 3 Capacitance between terminals characteristics

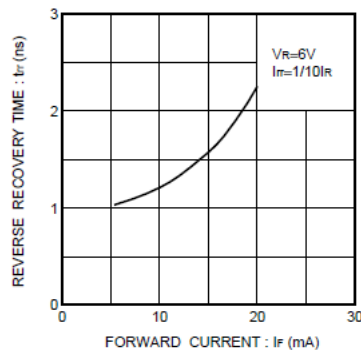


Fig. 4 Reverse recovery time characteristics

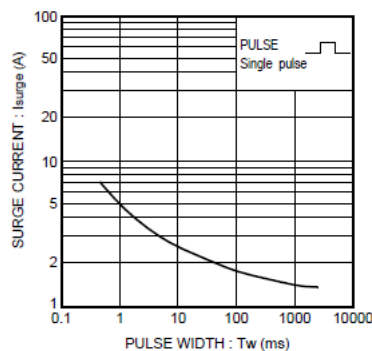


Fig. 5 Surge current characteristics

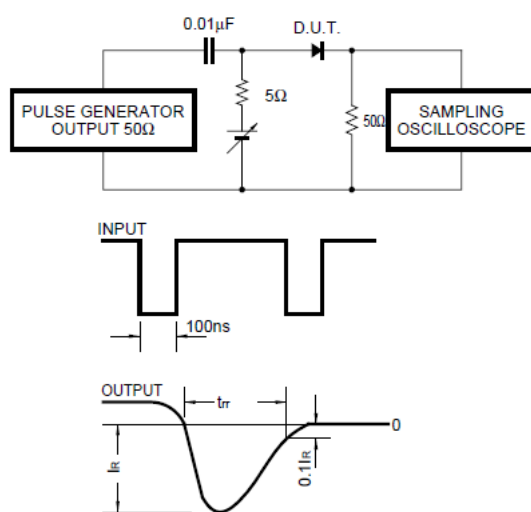


Fig. 6 Reverse recovery time ( $t_R$ ) measurement circuit